

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



INGENIERÍA TÉCNICA DE SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

PROYECTO FIN DE CARRERA:

“ALGORITMOS DE SINCRONIZACIÓN EN LTE”

Autor: David Yagüe Nieto

Tutor: Víctor P. Gil Jiménez

Octubre 2015

RESUMEN

El presente de este Proyecto Fin Carrera tiene como objetivo principal el estudio y la evaluación del sistema de sincronización del estándar de cuarta generación LTE (Long-Term Evolution) mediante simulaciones de software con el objetivo de poder observar, estudiar y analizar su comportamiento ante diferentes situaciones propuestas.

En concreto este PFC trata de analizar las posibilidades existentes a la hora de realizar la sincronización, tanto con métodos convencionales como con algoritmos eficientemente superiores y evaluar las decisiones de tomar cada uno.

Para evaluarlos se tendrá en cuenta su complejidad computacional, su respuesta frente al ruido blanco gaussiano, así como su tolerancia frente a interferencias de señales de la misma naturaleza.

Los resultados obtenidos pueden ser utilizados para poner en práctica métodos de cancelación de interferencias así como poner a prueba las conclusiones y resultados teóricos del proyecto en un entorno real de prácticas.

ABSTRACT

The main objective of this Master Thesis is the evaluation of the performance for the synchronization system of the fourth generation standard LTE (Long-Term Evolution) synchronization through software simulations to analyze it and pushing it through different proposed situations.

Specifically this PFC is focused on analyzing the different choices to get synchronized such as conventional methods and more efficient algorithms and evaluate the decisions of choosing each of them.

Those methods will be evaluated having in mind their computational complexity, their white Gaussian noise response and their tolerance to interferences from same kind of signals.

The outcomes of these simulations can be used to test advance interference cancellation methods as well as to test the results in a real environment.

INDICE GENERAL

1. Introducción	15
1.1. Objetivo del proyecto.....	15
1.2. Motivación del proyecto.....	16
1.3. Introducción general.....	16
1.3.1 Sistemas de primera generación (1G).....	17
1.3.2 Sistemas de segunda generación (2G).....	18
1.3.3 Sistemas de segunda generación mejorada (2.5G).....	20
1.3.4 Sistemas de tercera generación (3G).....	23
1.3.5 Sistemas de tercera generación mejorada (3.5G).....	24
1.3.6 Sistemas de cuarta generación (4G).....	26
1.4. Introducción al sistema Long-Term Evolution: LTE.....	28
1.4.1 Introducción a la interfaz aérea.....	28
1.4.2 Introducción a la arquitectura de red.....	30
2 Estado del arte: Evolución de los mecanismos sincronización en redes móviles	32
2.1. Sincronización en GSM.....	32
2.2. Sincronización en UMTS.....	34
2.3. Sincronización en LTE.....	36
2.4. Conclusiones.....	39
3 Memoria del proyecto realizado	40
3.1 Introducción.....	40
3.1.1. Capa Física.....	40
3.1.2. Canales de transporte y su localización en el canal físico.....	41
3.1.3. Physical Broadcast Channel (PBCH).....	43
3.1.4. Señales de sincronización.....	44

3.2. Secuencias de sincronización.....	47
3.2.1. Señal de sincronización primaria o PSS.....	47
3.2.2. Señal de sincronización secundaria o SSS.....	51
3.2.3. Localización de las secuencias PSS y SSS.....	55
3.3 Estudio del comportamiento de los métodos de sincronización con ruido.....	57
3.3.1. Detección por correlación ideal.....	60
3.3.2. Detección no coherente para la señal primaria de sincronización “Almost-Half Complexity” (AHC).....	61
3.3.3. Autocorrelación central o central self-correlation (CSC).....	62
3.4 comportamiento frente a interferencias.....	65
4 Conclusiones _____	71
5 Presupuesto _____	72
6 Bibliografía _____	74

GLOSARIO

#

1G – Primera Generación
2G - Segunda Generación
2.5G – Generación 2.5
3G – Tercera Generación
3GPP – 3rd Generation Partnership Project
3.5G – Generación 3.5
4G – Cuarta Generación

A

AMPS - Advanced Mobile Phone Service
AHC - Almost-Half Complexity

B

BSC - Base Station Controller
BTS - Base Transceiver Station
BCCH - Broadcast Control Channel
BSIC - Base Station ID Code
BCH - Broadcast Channel

C

CDMA - Code Division Multiple Access
CEPT - Conference of European Postal and Telecommunications
C-Netz - Funktelefonnetz-C
CSC – Central-Self Correlation

D

DCH - Dedicated Channel
DL- DownLink
DL-SCH - Downlink Shared Channel

E

ETSI - European Telecommunication Standards Institute
EDGE - Enhanced Data Rates for Global Evolution
E-UTRAN - Evolved - UMTS Terrestrial Radio Access Network
EPC - Evolved-Packet Core
EPS - Evolved-Packet System
eNB - Evolved-NodeB
EUTRAN- Evolved UTRAN

F

FM - Frequency Modulation
FDD - Frequency Division Duplexing
FDMA - Frequency Division Multiple Access
FCB - Frequency Correction Burst
FCCH - Frequency Correction Channel
FA - False Alarm
FFT –Fast Fourier Transform

G

GGSN - Gateway GPRS Support Node
GSM - Global System for Mobile
GPRS - General Packet Radio Services
S-GW - Serving Gateway
P-GW - Packet Data Network Gateway

H

High Speed Packet Access (HSPA)
High Speed Uplink Packet Access (HSUPA)
High Speed Downlink Packet Access (HSDPA)
HARQ - Hybrid Automatic Repeat request

I

IMT - International Mobile Telecommunications
IS-54
ITU - International Telecommunications Union
ITU-R - International Telecommunications Union – Radio
IP – Internet Protocol
IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISI - InterSymbolic Interference
IFFT – Inverse Fast Fourier Transform

J

JDC - Japan Digital Cellular

K

L

LTE – Long-Term Evolution

M

MIMO - Multiple Input Multiple Output

MME - Mobility Management Entity

MAC - Medium Access Layer

MCH - Multicast Channel

MIB - Master Information Block

N

NTT - Nippon Telegraph and Telephone

NMT - Nordic Mobile Telephony

NB – NodeB

O

OFDMA - Orthogonal Frequency Division Multiple Access

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiple

P

PSS - Primary synchronization Signal

PSK - Phase Shift Keying

PCU - Packet Control Unit

P-SCH - Primary Synchronization Channels

P-CCPCH - Primary Common Control Physical Channel

PCI - Physical Cell Identity

PBCH - Physical Broadcast Channel

PSC - Primary Scrambling Code

PCH - Paging Channel

PDSCH - Physical Downlink Shared Channel

Q

R

RNC - Radio Network Controller

RF – Radio Frequency

RB - Resource Blocks

RACH - Random Access Channel

S

SMS – Short Message Service

SGSN - Serving GPRS Support Node

SC-FDMA - Single-Carrier Frequency Division Multiple Access

SINR - Signal to Interference plus Noise Ratio

SIM - Subscriber Identity Module

SSS - Secondary synchronization Signal

SCH - Synchronization Channel

SIB - System Information Block

SNR – Signal to Noise Ratio

SIR - Signal to Interference Ratio

T

TDD - Time Division Duplexing

TDMA - Time Division Multiple Access

TACS - Total Access Communications System

TD-CDMA - Time Division CDMA

TRU Transceptor transceptora en la estación base

U

UMTS - Universal Mobile Telecommunications System

UL - UpLink

UMB - Ultra Mobile Broadband

UE - User Equipment

UTRAN - UMTS Terrestrial Radio Access Network

UL-SCH - Uplink Shared Channel

V

W

W-CDMA - WideBand CDMA

WiMAX - Worldwide Interoperability for Microwave Access

X

Y

Z

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Objetivo del proyecto

El objetivo fundamental de este proyecto es el de realizar un entorno simulado de LTE enfocado en el sistema de sincronización para poder realizar una extensa batería de simulaciones mediante el software matemático MATLAB y someterlo a diferentes situaciones para estudiar su respuesta.

Para ello se estudiará el tipo de secuencias protagonistas de este proceso de sincronización, generándolas desde cero según el estándar LTE de 3GPP y analizando sus propiedades principales. Además, se tratará de encontrar alternativas al método convencional de detección de estas secuencias a través de diferentes algoritmos para optimizar el proceso de sincronización.

Se estudiará y comparará los pros y contras de cada uno de ellos enfrentándolos a las mismas situaciones. Estas situaciones incluyen la respuesta frente a adversidades comunes propias del medio como es el ruido así como otras externas generadas por el ser humano.

En base a estos objetivos generales, se proponen los siguientes objetivos parciales:

- Creación desde cero de las secuencias Zadoff-Chu y secuencias-M responsables de la sincronización así como un breve estudio de sus propiedades.
- Estudio del sistema convencional de detección, así como su respuesta a diferentes niveles de ruido y la búsqueda y comparación de algoritmos alternativos más eficientes para este fin.
- Estudio de la respuesta frente a diferentes niveles de estímulos interferentes externos.

1.2 Motivación del proyecto

Este proyecto nace del interés personal en el campo de las comunicaciones móviles. Debido al año en que cursé comunicaciones móviles en la titulación, no tuve la oportunidad de familiarizarme con LTE, un estándar con un presente importante y un futuro más que prometedor. Además podría reforzar y ampliar conocimientos sobre otros estándares ya conocidos. Debido a esto, decidí que este era el mejor tema para centrar el gran trabajo y esfuerzo que supone la realización del proyecto fin de carrera.

Más específicamente, decidí centrar el proyecto en la sincronización de LTE ya que en la mayor parte de los sistemas de comunicaciones es primordial. Aún más si cabe en un sistema de comunicación móvil celular en el que las conexiones y desconexiones a diferentes celdas son muy numerosas y este mecanismo juega un papel vital.

1.3 Introducción general

En la actualidad los sistemas de telecomunicaciones inalámbricos ganan día a día un papel más importante en la sociedad, debido principalmente a los importantes avances que se vienen realizando en este campo en los últimos años. Avances que pasan por el conocimiento y estudio de las señales y su comportamiento en este medio y que permiten diseñar técnicas para minimizar la degradación que sufre la señal en medio aéreo. Esto añadido a la revolución tecnológica digital que se ha vivido en los últimos 20 años, ha hecho posible el haber podido aumentar notablemente la tasa de velocidad y aprovechamiento radioeléctrico del ancho de banda para proporcionar conexiones de calidades que, en muchos casos, son comparables a conexiones cableadas o incluso mejores en algunos casos o situaciones puntuales. Dentro del mundo de las conexiones inalámbricas a gran escala, las más importantes son las comunicaciones móviles y dentro de éstas, el sistema de cuarta generación Long Term Evolution o LTE juega el papel protagonista hoy en día.

Como se ha indicado, las conexiones inalámbricas juegan en desventaja contra las conexiones cableadas ya que el medio que utilizan para la transmisión es compartido con el resto de usuarios y además no es un canal constante ya que se está en movimiento con referencia a las estaciones base por lo que el escenario cambia constantemente. Según un sujeto se mueve, unas conexiones se degradan mientras otras mejoran hasta convertirse en una mejor opción para continuar la conexión. Esto es mucho más común de lo que podría parecer, viajando a 120km/h, una llamada telefónica media a través de un móvil puede durar entre 5 y 10 minutos, lo que supone un desplazamiento de aproximadamente 10 a 20km, esto supone realizar un handover o traspaso de conexión a otra celda que, según las circunstancias, puede realizarse varias veces. En este punto, realizar una sincronización con celdas candidatas a continuar la conexión en un segundo plano mientras se mantiene activa la conexión con la actual juega un papel crucial. Para ello es necesario que este proceso sea lo más sencillo y efectivo posible y es en este punto, donde se centra este proyecto.

Para tener un conocimiento general del standard 4G Long Term Evolution (LTE) en el que se centra este proyecto, y entender así las especificidades en las que está centrado, es conveniente entrar en materia haciendo un breve recorrido en la evolución de los distintos sistemas desde la primera generación de comunicaciones móviles (1G), pasando por la segunda (2G) y la tercera (3G), hasta acabar en la cuarta generación sobre la que está centrada el proyecto.

1.3.1 Sistemas de primera generación (1G).

Estos primeros sistemas de telefonía móvil [1] se caracterizaban, principalmente, por el hecho de ser analógicos y por ser los primeros sistemas en utilizar una estructura celular. A pesar de ser dispositivos de gran tamaño y con poca independencia, ya que las baterías no tenían una duración muy prolongada y la tecnología del momento no era la más sofisticada, tuvieron una gran aceptación social debido a la revolución que suponía y pronto comenzaron a extenderse favoreciendo su rápido desarrollo.

El primer sistema fue desarrollado en Japón, por la Nippon Telegraph and Telephone (NTT). Posteriormente surge el Nordic Mobile Telephony (NMT) en los países nórdicos, (Suecia, Noruega, Finlandia y Dinamarca), empleando la banda de los 450 MHz, conforme se fue extendiendo se utilizó la banda de los 900 MHz para aumentar la capacidad. Después fueron surgiendo diversos sistemas como el Advanced Mobile Phone Service (AMPS) en EE.UU., el Total Access Communications System (TACS) en Reino Unido o el C-Netz en Alemania.

Todos estos sistemas compartían una serie de aspectos técnicos:

- Utilizaban una modulación analógica en FM para la transmisión de voz.
- El espectro se dividía en canales y éstos se asignaban a las estaciones base, se asignaban canales distintos para evitar las interferencias.
- Se utilizaba duplexado en frecuencia, Frequency Division Duplex (FDD), para el enlace ascendente y descendente, utilizando frecuencias próximas a los 900MHz.

El principal inconveniente que presentaban estos sistemas era, que a pesar de compartir una serie de aspectos técnicos, no era posible la interoperabilidad entre estos sistemas, es decir, un móvil que operaba en un sistema concreto, solo funcionaba en ese sistema y no podía ser utilizado en otro distinto. Esto se soluciona en generaciones posteriores (2G en adelante) con la versatilidad que da el paso a un sistema digital.

1.3.2. Sistemas de segunda generación 2G.

Seguidamente a los sistemas 1G, comenzaron a desarrollarse los denominados sistemas de segunda generación (2G), debido principalmente a los problemas que presentaban los sistemas 1G, como el de la interoperabilidad entre distintos sistemas y la insuficiencia en cuanto a capacidad y prestaciones.

Se desarrollaron diferentes sistemas de segunda generación, como el IS-54 en EE.UU., el Japan Digital Cellular (JDC) en Japón y el sistema GSM en Europa, siendo este último el más importante y exitoso ya que se extendió a un gran número de países. Es por eso que se hará especial hincapié en este sistema, ya que está considerado como uno de los mayores logros de la ingeniería europea, en cuanto a telecomunicaciones se refiere.

El principal objetivo era lograr un sistema global que permitiera la interoperabilidad entre distintos países. Para ello, la Conferencia Europea de Administraciones de Correos y Telecomunicaciones, “Conference of European Postal and Telecommunications” (CEPT), creó el grupo de trabajo Groupe Speciale Mobile (GSM) encargado de desarrollar dicho sistema. Posteriormente, el European Telecommunication Standards Institute (ETSI), continuó con el proyecto de GSM hasta lograr su comercialización el 1992.

Los más importantes avances técnicos de los sistemas 2G con respecto a los sistemas 1G fueron:

- El paso de analógico a digital, lo que conlleva grandes ventajas respecto a los sistemas 1G, como una mayor eficiencia en la utilización del espectro y mayor robustez frente a las interferencias del canal.
- Incorpora diversas técnicas, como la codificación de canal, codificación de fuente, la modulación digital o las técnicas de entrelazado entre otras que permitió notables mejoras en la calidad de las comunicaciones.
- Otra de las principales novedades del sistema GSM, es la incorporación de las técnicas: Frequency Division Multiple Access (FDMA) y Time Division Multiple Access (TDMA). El sistema GSM utiliza FDD para el enlace ascendente y descendente y además incorpora FDMA para dividir el ancho de banda de 25MHz en 124 portadoras de 200 kHz, del mismo modo utiliza TDMA para dividir cada portadora de 200 kHz en 8 time-slots, es decir, divide cada canal en 8 intervalos de

tiempo. La tasa máxima de estos 8 canales es de 270,83 kbps en una trama de 4,61ms.

- Este sistema trabaja inicialmente en la banda de los 900 MHz, aunque posteriormente surgieron algunas versiones en distintos países que trabajan en otras bandas como la de 1800 o 1900 MHz. (GSM-1800 y GSM-1900).
- Otro avance importante es el que se produjo en cuanto a la electrónica empleada en los terminales, lo que permitió reducir el tamaño de los terminales de forma más que considerable, además de aumentar la vida de las baterías y reducir los costes en su fabricación. Esto contribuyó a su popularización masiva debido a que resultaban más cómodos y atractivos para los usuarios. Aunque tecnológicamente no sea lo más importante del estándar, esto fue clave para la industria ya que su comercialización masiva dotaría de ingentes ingresos al sector que inequívocamente se traduce en grandes inversiones en investigación para el avance y mejora de esta tecnología. En este aspecto, la incursión del sistema de mensajes cortos SMS o Short Message Service fue muy importante, ya que resultó convertirse en killerApp debido a alta relación precio/coste.

El gran éxito cosechado por el sistema GSM fue debido, fundamentalmente, a que permitió la interoperabilidad de terminales en distintos países, utilizando para ello terminales tri-banda.

Con el paso del tiempo, los sistemas 2G evolucionan a los llamados sistemas 2.5G, un paso intermedio en la evolución entre los sistemas 2G y 3G.

1.3.3 Evolución de sistemas de segunda generación: 2.5G

Los sistemas 2G aportaron notables mejoras respecto a los sistemas 1G, pero eran principalmente utilizados para el tráfico de voz. Los sistemas 2.5G tratan de aportar mejoras en la transmisión de datos para aumentar la capacidad del sistema.

Las evoluciones más destacadas del sistema GSM fueron, General Packet Radio Services (GPRS) y Enhanced Data Rates for Global Evolution (EDGE). Se emplea conmutación de paquetes, lo que permite una mayor eficiencia espectral y al mismo tiempo permite un cambio en la tarificación muy atractivo para los clientes, ya que permite tarificar por datos transmitidos y no por tiempo de conexión como se hacía anteriormente.

Una de las principales novedades de GPRS, es que introduce distintos esquemas de codificación: CS1: 9.05 kbps, CS2: 13.4 kbps, CS3: 15.6 kbps y CS4: 21.4 kbps. Teniendo en cuenta la calidad del enlace, el tráfico de la celda o el tipo de terminal y permite usar varios time slots en una misma conexión. Todo esto permite lograr una velocidad máxima teórica de 171 kbps, utilizando el esquema de codificación CS4 y los 8 time slots disponibles.

En cuanto a los cambios realizados en la arquitectura para introducir GPRS, únicamente se añaden dos nodos nuevos, el Serving GPRS Support Node (SGSN) y el Gateway GPRS Support Node (GGSN), para el tráfico de paquetes y se introduce la Packet Control Unit (PCU) en las Base Station Controller (BSC), para permitir la asignación dinámica de canales a GSM o GPRS.

Posteriormente surge EDGE; su principal novedad con respecto a GPRS y GSM, es la introducción de nuevas técnicas de codificación y modulación adaptativa (8PSK), lo que permite un notable aumento de las velocidades, hasta alcanzar una velocidad máxima teórica de 384 kbps empleando 8 slots y el esquema de codificación MCS9. La arquitectura de la red no experimenta grandes cambios entre GPRS y EDGE, únicamente se introduce una unidad transceptora en la estación base y se realizan las actualizaciones de software pertinentes.

Como se puede apreciar, estos nuevos sistemas van introduciendo diversos cambios en la red original, que poco a poco va evolucionando hacia lo que serán las redes de tercera generación (3G).

1.3.4 Sistemas de tercera generación 3G.

Los sistemas 3G, surgen de la evolución de los sistemas 2.5G. De nuevo, igual que ocurriera con la evolución a los sistemas 2G, surgieron nuevas demandas por parte de los usuarios, las cuales era necesario satisfacer. En particular, se produjo un notable aumento en la demanda del tráfico de datos, para la cual los sistemas 2G no estaban capacitados y, al mismo tiempo, fueron creciendo las expectativas sobre nuevas aplicaciones multimedia para los terminales.

La Unión Internacional de las Telecomunicaciones, “International Telecommunications Union” (ITU), fue la encargada de desarrollar este sistema, al cual llamó International Mobile Telecommunications (IMT-2000); realmente no fue un solo sistema, sino un conjunto de sistemas 3G utilizados en diferentes países. Esto fue debido a las diferencias entre los intereses de los distintos países participantes en el proyecto, que al no ponerse de acuerdo optaron por sistemas diferentes, pero pertenecientes a un mismo conjunto, IMT-2000. Por ejemplo, en Europa se adoptó el sistema Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) o en EE.UU el sistema Code Division Multiple Access (CDMA-2000).

El lanzamiento del estándar UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) fue en el año 1999, (Release 99). Este sistema puede trabajar en modo FDD o TDD, utilizando para ello dos técnicas de acceso, bien WideBand CDMA (W-CDMA); o bien Time Division CDMA (TD-CDMA).

UMTS permite alcanzar una velocidad de hasta 2 Mbps en entornos de baja movilidad, lo que permite cumplir con la demanda de los usuarios en cuanto a aplicaciones multimedia, acceso a internet, transferencia de archivos de mayor o menor tamaño e incluso transmisión de datos en tiempo real como video-llamadas.

Los principales cambios que experimenta la arquitectura de la red GSM/GPRS para hacer posible el despliegue de la red UMTS, es la introducción de los NodosB que sustituyen a las anteriores Base Transceiver Station (BTS) de GSM y las Radio Network Controller (RNC), que tienen funciones similares a las BSC de GSM como se puede observar en la figura 1.1.

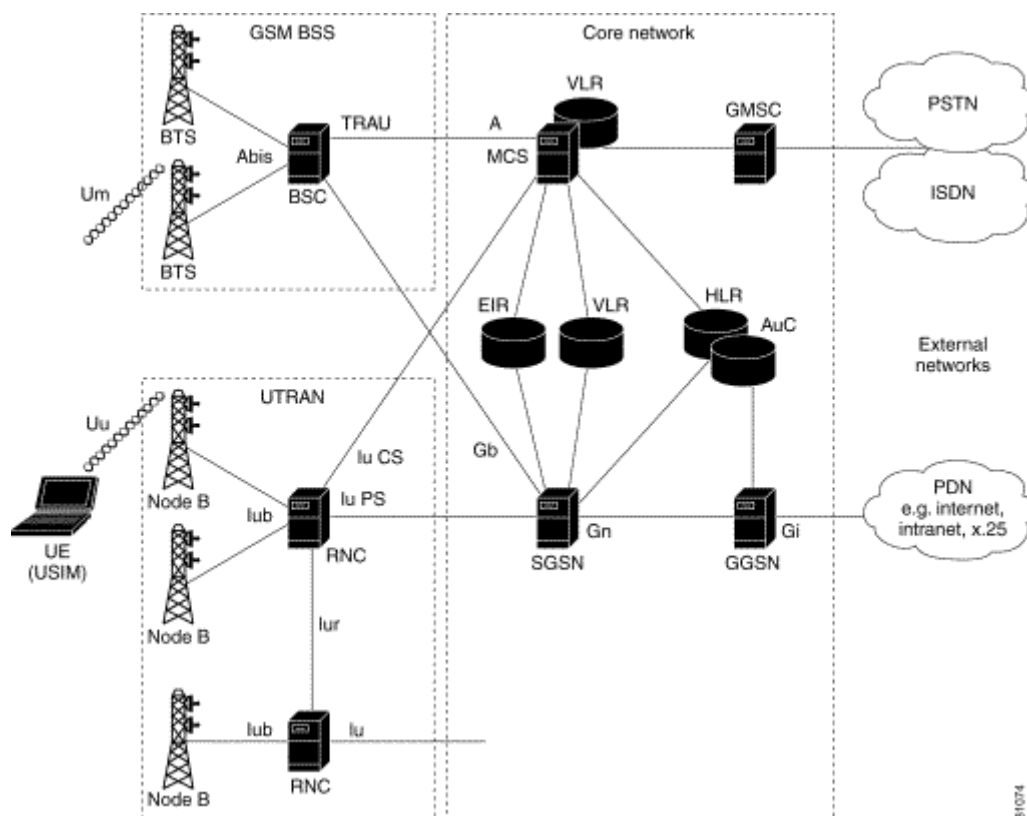


Figura 1.1: Adaptación de UMTS a la infraestructura de GPRS [2]

1.3.5 Evolución en sistemas de tercera generación: 3.5G.

El avance más importante, llega con la aparición de High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) y posteriormente de High Speed Uplink Packet Access (HSUPA). Ambos se combinan y evolucionan a High Speed Packet Access (HSPA).

Las novedades introducidas por HSPA permiten lograr grandes avances en la transmisión de datos, debido, por ejemplo, a la utilización de nuevos esquemas de modulación o la

introducción de mecanismos de retransmisión híbrida, “Hybrid Automatic Repeat reQuest” (HARQ), todo ello para lograr unas velocidades de hasta 14 Mbps para el DL y hasta 6 Mbps para el UL. Posteriormente surge una nueva evolución, HSPA+, cuya principal novedad es que es un sistema Multiple Input Multiple Output (MIMO), lo que le permite obtener velocidades teóricas entorno a los 80 Mbps para DL y 20 Mbps para el UL. HSPA y HSPA+ podrían considerarse como sistemas intermedios entre 3G y 4G conocidos como 3.5G.

1.3.6 Sistemas 4G.

Finalmente, se llega a los sistemas 4G, que es además la generación a la que depende estándar del que trata este proyecto, el sistema LTE. De nuevo, al igual que en las evoluciones anteriores, se busca un tipo de sistema capaz de satisfacer las nuevas necesidades que van surgiendo, ya que cada vez son más exigentes en cuanto a las capacidades de los sistemas se refiere, se exige sobre todo, cada vez más capacidad para el tráfico de datos.

La rama de la ITU especializada en radiocomunicación (ITU-R), fue la institución encargada de establecer los nuevos requisitos de los sistemas de cuarta generación, siendo el principal de estos requisitos el hecho de que fueran redes completamente basadas en conmutación de paquetes, utilizando para ello el protocolo IP. Se evoluciona hacia las llamadas redes “todo IP”.

La ITU (International Telecommunications Union) establece en 2008 las características que debe tener una red para ser considerada que debe 4G. Estos requerimientos son los que recoge en standard IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications-Advanced) y establecen, entre otras especificaciones, que una red es 4G si ofrece velocidades de entorno a 1Gbps en entornos de baja movilidad y 100Mbps con alta movilidad.

Estos requisitos [3] sólo los llega a conseguir la versión *Advanced* de LTE o LTE-A y la versión móvil de WiMAX 801.16m también denominada “WiMAX 2” mientras que la versión “estándar” de LTE no llega a cumplir las especificaciones IMT-Advanced para redes 4G[4]. No obstante, en 2010 [5] la ITU reconoce a LTE, WiMAX y HSPA+ como redes 4G aunque no lleguen al estándar IMT-Advanced ya que suponen un nivel de mejora suficientemente grande con respecto a otras tecnologías de tercera generación.

Tres son las organizaciones que se encargan de desarrollar estos nuevos sistemas: el Third Generation Partnership Project (3GPP), el 3GPP2 y por otro lado el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). El 3GPP, realizó la primera especificación del sistema LTE, que después evolucionó a LTE-Advanced. El 3GPP2, comenzó a desarrollar el sistema Ultra Mobile Broadband (UMB), con la intención de convertirlo en el próximo sistema 4G, pero finalmente el proyecto no llegó a consolidarse y se centraron en el desarrollo de LTE. Por último, el IEEE creó la familia de estándares 802.16 (WiMAX) que se postulaba como la alternativa a LTE.

En la Figura 1.2 se puede observar un esquema de la evolución de las tecnologías en el tiempo.

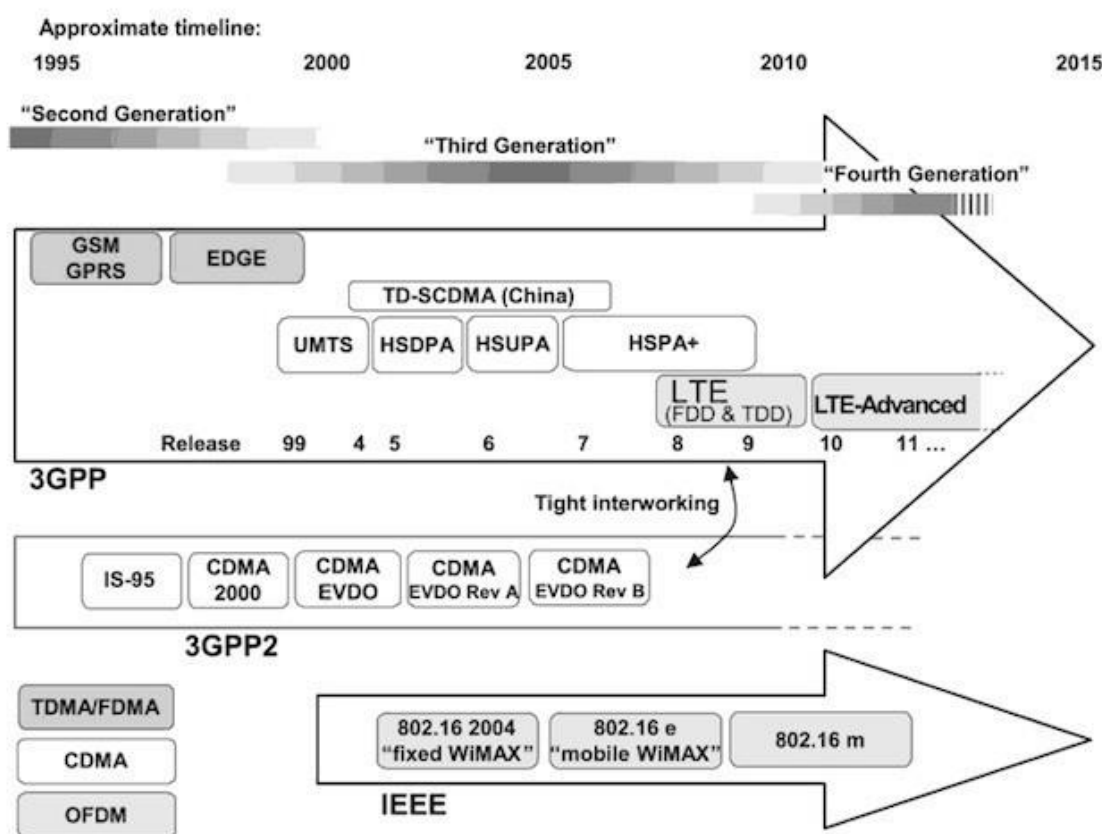


Figura 1.2 Evolución de los sistemas de comunicaciones móviles en el tiempo. [6]

1.4. Introducción al sistema Long-Term Evolution: LTE

Como se ha comentado anteriormente, el sistema LTE fue desarrollado por el 3GPP para satisfacer las nuevas necesidades que fueron surgiendo y que no eran cubiertas por los sistemas anteriores. Tiene unas velocidades máximas teóricas de entorno a los 300Mbps para el canal descendente y en torno a los 80Mbps para el canal ascendente, las cuales resultan más que suficientes para cubrir las expectativas de un usuario medio. Por último, recordar que la principal característica de este sistema es que es una red basada por completo en IP.

1.4.1 Interfaz radio LTE.

La interfaz radio, es la interfaz final del sistema LTE que conecta a través del medio inalámbrico el nodo y el terminal. La interfaz radioeléctrica de LTE está basada en OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) para el enlace descendente y SC-FDMA (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access) para el enlace ascendente. El procesamiento de la señal de Radio Frecuencia tiene ciertos inconvenientes o dificultades, debido a que la “interfaz aire” está compartida por múltiples portadoras de RF. En concreto, para LTE, los requisitos exigidos a los transceptores no son mucho más complejos de los requeridos para UMTS, por ello, muchos de los requisitos de RF para LTE se derivan de los ya establecidos para UMTS.

Sin embargo, hay una serie de diferencias importantes entre la interfaz radio de LTE y la de UMTS:

- La primera de estas diferencias es que en LTE se utiliza un ancho de banda de canal variable, hasta un máximo de 20 MHz. En general, suelen ser 1.4, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz. Siendo esta última configuración la que permite alcanzar velocidades de hasta 100 Mbps para el enlace descendente. Esto implica que son necesarios unos

requerimientos diferentes de radiofrecuencia para cada ancho de banda, a diferencia del modo FDD de UMTS, en el que solo se utilizaba un ancho de banda de canal de 5MHz. Esto representa un nuevo desafío en el diseño de la interfaz radio de LTE, ya que implica que los transceptores de LTE deben ser más flexibles que en los sistemas anteriores.

- La segunda diferencia de LTE con respecto a UMTS, es que en LTE se asume que el User Equipment (UE) tiene dos antenas receptoras, lo que significa que permite múltiples trayectos de la señal.
- En tercer lugar, LTE es más flexible en cuanto a las velocidades de datos que soporta, para adaptarse a las diferentes condiciones de Relación Señal a Ruido más Interferencia, “Signal to Interference plus Noise Ratio” (SINR). Además, tiene la capacidad de variar el ancho de banda para un determinado usuario, lo que implica un gran número de modos de operación y una mayor flexibilidad en el manejo de la señal. Debido a esta flexibilidad en la utilización de frecuencias, introduce dos nuevos conceptos, el primero es la configuración del ancho de banda de transmisión, que define el máximo número de Resource Blocks (RB) para el ancho de banda del canal. El segundo concepto es el ancho de banda de transmisión, que está estrechamente relacionado con la asignación de recursos, puede ser menor o igual que la configuración del ancho de banda de transmisión.

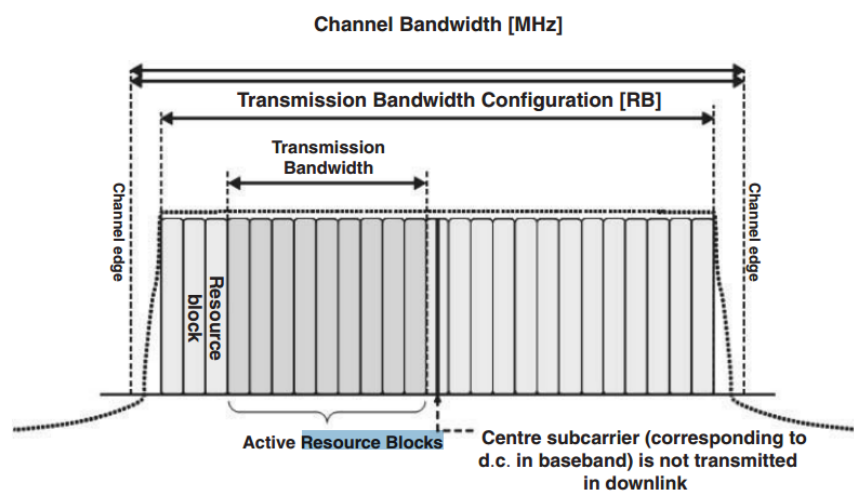


Figura 1.3. Configuración de ancho de banda de transmisión y ancho de banda de transmisión. [7]

- Cuarta, la propia forma o estructura de la señal de LTE, que favorece la alteración de los aspectos que resultan más críticos en las transmisiones de radiofrecuencia. En LTE, se emplean dos técnicas de acceso, Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) para el canal descendente y Single Carrier Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA) para el UL, lo que garantiza una cierta robustez frente a la propagación multi-trayecto, esto implica que las distorsiones de amplitud y fase de los filtros del transmisor y receptor no son tan críticas como para UMTS, que emplea WCDMA. Por otra parte, OFDMA requiere una mejor sincronización de frecuencia y es más sensible al ruido de fase.
- Por último, destacar que para WCDMA las especificaciones requeridas en RF son diferentes para los modos FDD y TDD, mientras que en LTE las similitudes entre ambos modos son tales, que permiten utilizar ambos modos bajo las mismas especificaciones.

1.4.2 Arquitectura de red

En cuanto a la arquitectura de la red LTE, esta está pensada teniendo en cuenta tres aspectos fundamentales: que tuviera un coste reducido, lograr una baja latencia y el principal objetivo, que fuera una red únicamente de conmutación de paquetes. Esta nueva arquitectura de la red LTE cuenta con una nueva red de acceso denominada Evolved-UMTS Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) y una nueva red troncal llamada Evolved-Packet Core (EPC), ambas forman el Evolved Packet System (EPS). Como se observa, ya la propia denominación refleja la evolución hacia un “entorno de paquetes”.

La E-UTRAN, está formada por los denominados evolved-NodeB (eNB), con funciones similares a los NodosB de UMTS o BTS de GSM, que son las estaciones base de LTE. La principal diferencia de estos nuevos eNBs con respecto a las anteriores estaciones base, es que los eNBs realizan las mismas funciones que el conjunto formado por ejemplo, por BTS

y BSC en GSM o RNC y NB en UMTS, es decir, se concentran las funciones de las estaciones base y los controladores en el eNB. Esto supone que los eNB realicen un gran número de funciones: gestión de recursos radio, conectividad, seguridad, etc. Para llevar a cabo estas funciones, los eNBs se conectan entre sí a través de la interfaz X2. Del mismo modo, se conectan con los terminales de los usuarios a través de la interfaz Uu y con la red troncal mediante la interfaz S1.

La EPC, es la parte de la red encargada de conectar la red LTE con otras redes externas, proporciona conexión vía IP con otras redes o servicios. Está formada principalmente por el Mobility Management Entity (MME), el cual lleva a cabo las funciones de control entre el UE y la EPC. Y por otro lado el Serving Gateway (S-GW) y el Packet Data Network Gateway (P-GW); en estos se concentran las funciones del plano de usuario.

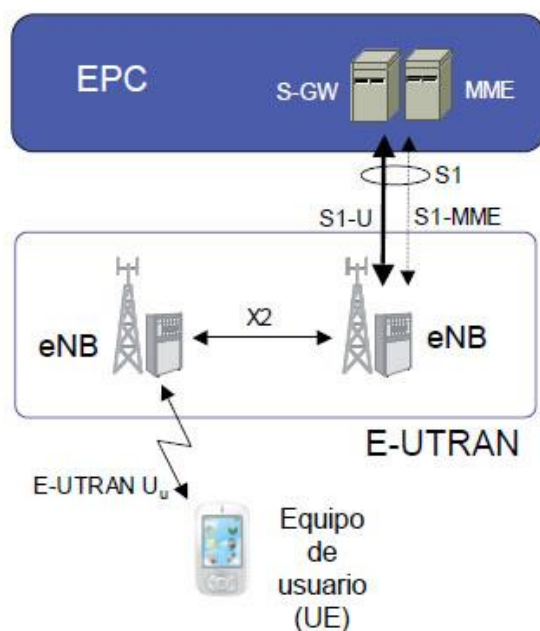


Figura 1.4. Esquema simplificado de la arquitectura de red LTE

2. ESTADO DEL ARTE: Evolución de los mecanismos sincronización en redes móviles.

Debido a que el presente proyecto trata sobre la sincronía en el sistema de comunicaciones móviles de LTE, se hará un breve recorrido por los diferentes sistemas de sincronización de los sistemas de comunicaciones móviles citados anteriormente. También se incluirá una visión de la sincronización del sistema LTE desde un punto de vista más general, ya que en el punto 3 es donde se entrará a estudiar este tema más a fondo.

2.1 Sincronización en GSM

En GSM la sincronización [8] se comienza a través de la ráfaga de corrección de frecuencia o Frequency Correction Burst (FCB) que emite el canal de corrección de frecuencia o Frequency Correction Channel (FCCH) y que sólo contiene una señal constante de 142 bits de ceros. El resultado en frecuencia es una sinusoidal que permite al móvil encontrar la frecuencia de broadcast donde emite el BCCH (Broadcast Control Channel) el comienzo de una multitrama, ya que aparece una vez al principio de cada multitrama de señalización o control.

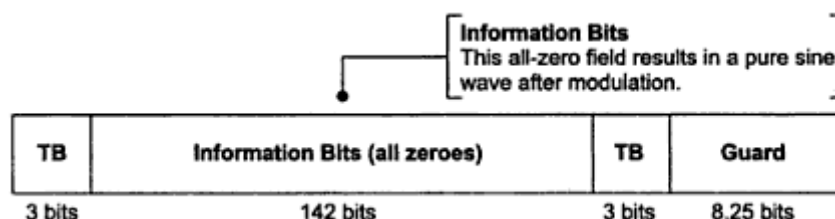


Figura 2.1 Ráfaga de corrección de frecuencia o FCB [9]

La importancia de conocer esta frecuencia y sincronizarse a ella, es porque el canal de broadcast emite el resto de información necesaria para la sincronización. El canal de

broadcast emite lo que se denomina ráfaga de sincronización o Synchronization Burst que siempre sigue al FCCH y que lleva el código de identificación de base o Base Station ID Code (BSIC), que es necesario junto con la FCB para identificar la celda vecina y sincronizarse a ella. Además, también tiene información sobre el contador de la supertrama e hipertrama de la jerarquía GSM. El orden de los canales lógicos en los slots así como la secuencia de los saltos de frecuencia o frequency hopping va determinado por el número de la trama TDMA, por eso es importante conocer estos contadores. Aparte, la ráfaga de sincronización trae consigo una secuencia de entrenamiento o training sequence, que es conocida por el terminal y en base a las transformaciones a las que el canal ha sometido a esa secuencia de entrenamiento, se puede adaptar el filtro para demodular la señal en el canal de bajada o downlink de la mejor manera posible.

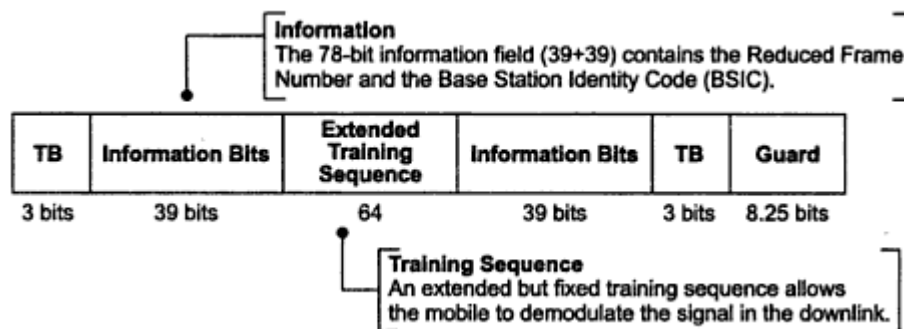


Figura 2.2 Ráfaga de sincronización [10]

2.2 Sincronización en UMTS

Cuando el usuario conecta el dispositivo móvil apagado [11], el terminal trata de conectarse a través de la información que guardó en la SIM antes de ser apagado (por ejemplo, la frecuencia, scrambling code y la identificación de celda o Cell-ID de la celda actual). Si no se ha movido de la celda, la información que guarda debería ser válida para acceder a ella. En este punto se supondrá que el dispositivo móvil no tiene ninguna información válida acerca de la última celda utilizada cuando se enciende.

La primera tarea del dispositivo móvil después de que se enciende es sincronizar a las celdas de las redes que de las que recibe señal. Esto se hace mediante la búsqueda en todas las bandas de frecuencia asignadas a UMTS para los canales de sincronización primaria o Primary Synchronization Channels (P-SCH). Como puede verse en la figura 2.3, una trama de datos UMTS se compone de 15 ranuras en las que se transportan 2560 chips por ranura generalmente. En el P-SCH se envían sólo los primeros 256 chips por ranura y todas las estaciones base utilizan el mismo código, por lo que es conocido previamente por el terminal. Si varias señales (procedentes de varias estaciones base) son detectadas por el móvil en momentos diferentes debido a las diferentes distancias del dispositivo móvil a las diferentes celdas, el dispositivo móvil se sincroniza con la de mejor calidad de señal.

Una vez se detecta un P-SCH, el dispositivo móvil está sincronizado con el comienzo de una ranura. El próximo paso para el dispositivo móvil es sincronizarse con el comienzo de una trama. Para ello, el dispositivo móvil buscará el canal secundario de sincronización o Secondary Synchronization Channel (S-SCH). De nuevo sólo 256 chips por ranura se envían en este canal [12]. Sin embargo, en este canal cada ranura tiene un patrón de chip diferente. Como los patrones y el orden de los patrones son conocidos, el dispositivo móvil es capaz de determinar la ranura que contiene el comienzo de una trama identificando esta S-SCH.

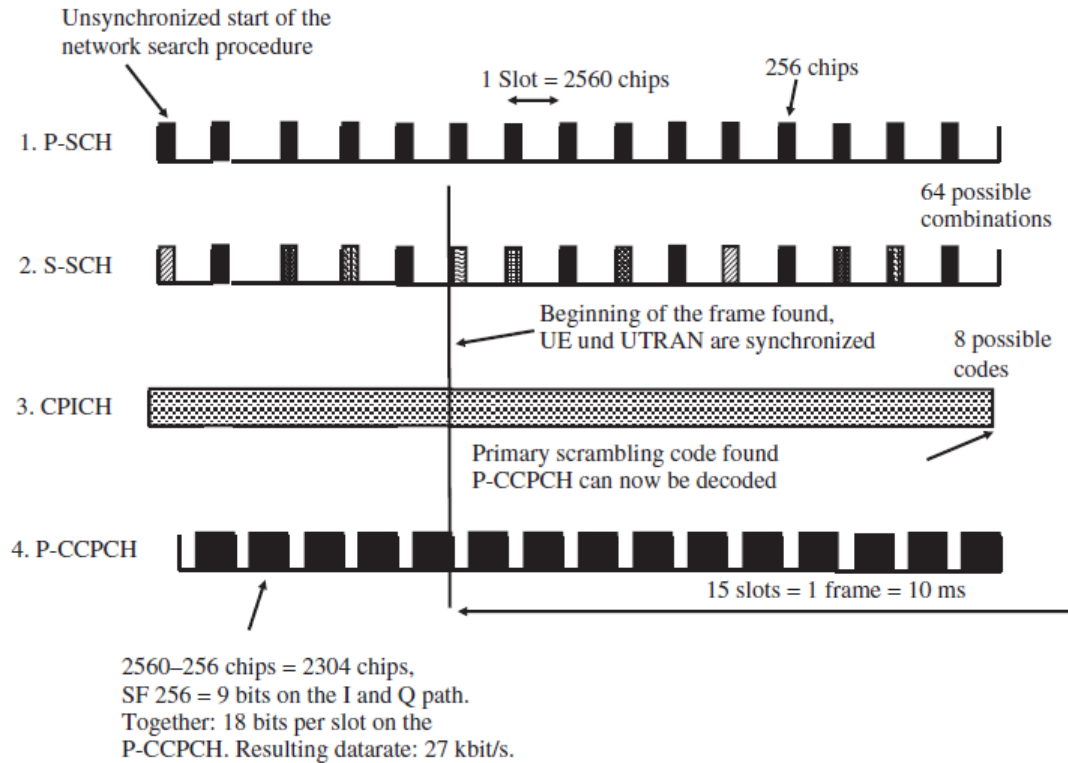


Figure 2.3 Búsqueda de red en UMTS una vez iniciado el terminal [13]

Si un operador sólo tiene una licencia para un solo canal, todas las celdas del operador de red se envían en la misma frecuencia. La única manera de distinguir unos de otros es mediante el uso de un diferente scrambling code para cada celda.

El scrambling code se utiliza para codificar todos los canales de enlace descendente de una célula, incluyendo el P-CCPCH o Primary Common Control Physical Channel, que contiene la información del sistema de difusión broadcast. Existen 512 primary scrambling codes que definen este parámetro. El siguiente paso del proceso es por lo tanto, determinar el primary scrambling code de la celda seleccionada. La primera parte de este proceso ya se inició con la identificación correcta de la P-SCH y el patrón de chip. En total, 64 diferentes patrones de chip S-SCH se especifican en la norma. Esto significa que, en teoría el móvil dispositivo podría distinguir hasta 64 células individuales en su ubicación actual. En una red operativa, sin embargo, es muy poco probable que el dispositivo móvil recibiera más de unas pocas células a la vez.

2.3 Sincronización en LTE

Cuando un dispositivo móvil se enciende, su primera tarea desde un punto de vista de radio es buscar una red adecuada y luego intentar registrarse en ella [14]. Para acortar el proceso de búsqueda, al igual que en UMTS, los dispositivos móviles almacenan los parámetros de la última celda en la tarjeta SIM antes de apagarse. Después de que el dispositivo se enciende, puede ir directamente a la última banda conocida y utilizar los últimos parámetros celulares conocidos para ver si esa última celda todavía se puede encontrar. Esto es válido cuando el dispositivo móvil no se ha llevado a otro lugar mientras ha estado apagado. En caso de que la celda anterior no se encontrara con la información almacenada en la tarjeta SIM o si la tarjeta SIM no contiene información acerca de la última celda utilizada, el dispositivo móvil realiza una búsqueda y sincronización completa.

Dispositivos con funciones centrados en voz (como son los teléfonos) podrían iniciar su búsqueda en bandas GSM primero, ya que son las más ampliamente extendidas y por lo tanto es más probable encontrar una celda de una red adecuada allí donde estén. Los dispositivos LTE están más centrados en datos, por lo que podrían iniciar la búsqueda mediante la búsqueda de células LTE y si fracasan a la hora de encontrar una celda, intentarlo con UMTS y GSM.

A la hora de tratar de sincronizarnos a una celda LTE [15], primero el dispositivo móvil busca las bandas de frecuencia soportadas para tratar de recoger una señal de sincronización primaria (PSS) que se emite cada 5 milisegundos, es decir, dos veces por trama de interfaz de aire. Una vez encontrado, el dispositivo está sincronizado a nivel de símbolo y permanece en el canal hasta localizar la señal de sincronización secundaria (SSS), que también se emite una vez cada 5 milisegundos. Aunque el contenido de la PSS es siempre la misma para una misma celda, el contenido de la SSS se alterna cuando se envía en el slot 0 o en el slot 10, de modo que el dispositivo móvil puede detectar a partir

del patrón, dónde encontrar el comienzo de la trama según dónde empiece la secuencia SSS. Es decir, con la PSS se sincroniza a nivel de símbolo y después, una vez conocida la PSS puede detectar la SSS y así conocer el PCI de la celda. Una vez conocido el PCI, tiene la información suficiente sobre la localización de los parámetros usados para las señales de referencia del canal de bajada y por lo tanto, puede decodificar el PBCH.

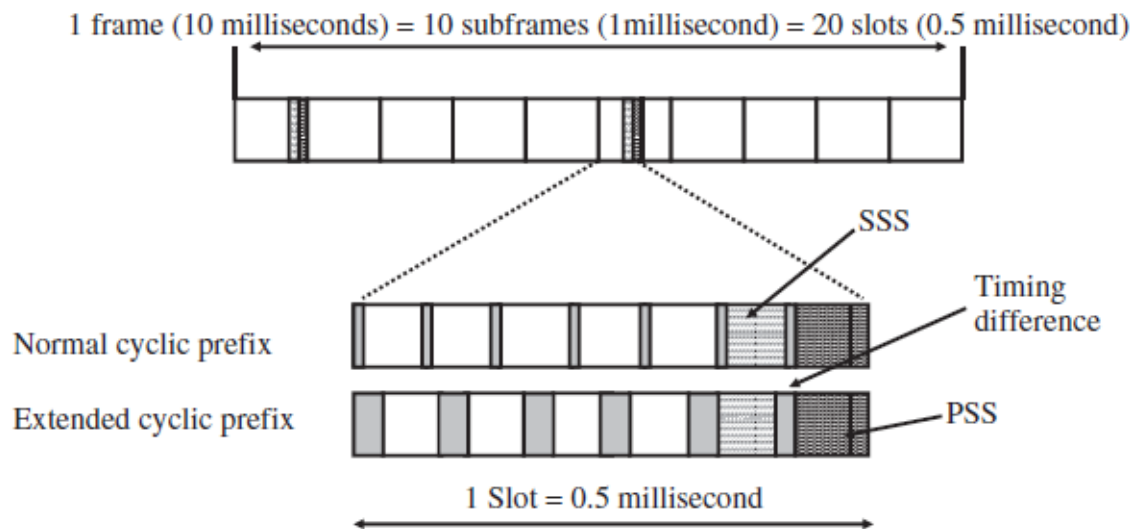


Figura 2.4 Muestra las señales de sincronización en un marco temporal de la trama [16]

Para hacer más fácil la detección de celdas, el PSS y SSS se emiten sólo en la banda interior (centrada en la portadora) de 1.08 MHz, independientemente de la anchura de banda total del canal. De esta manera, el análisis puede ser realizado de una forma más simple para detectar las señales. Además, la búsqueda inicial de celdas no depende de la anchura de banda de canal. Por lo tanto, esto acelera el proceso de búsqueda de células.

Las señales de sincronización primaria y secundaria contienen implícitamente el PCI. El PCI no es igual que el Cell-ID que se introdujo previamente en GSM y UMTS, es simplemente una identidad de la capa física de la célula. Por lo tanto, se podría comparar con el Primary Scrambling Code (PSC) en UMTS. El PCI es importante para distinguir las celdas vecinas que transmiten en la misma frecuencia. En la práctica, los dispositivos móviles, especialmente en escenarios al borde de una celda, reciben varios PSS y SSS y por lo tanto detectar varios PCI en la misma frecuencia.

Después de la detección de la PSS y SSS, el dispositivo móvil ya es consciente de si la celda utiliza un prefijo cíclico normal o uno extendido. Como se muestra en la Figura 2.4, hay diferencias en el momento en el que se emiten en cada caso de las dos señales. Dependiendo de la longitud del prefijo, seis símbolos forman un slot cuando el prefijo cíclico extendido en comparación con los siete símbolos cuando se usa un prefijo cíclico normal.

Las señales transmitidas desde las diferentes celdas en el mismo canal, como es obvio, interfieren entre sí. Como un canal es utilizado sólo por un operador, excepto en las fronteras nacionales, el dispositivo móvil intentaría iniciar la comunicación solamente con la célula con las señales de sincronización más fuertes e ignorar el resto de células en la misma frecuencia. En caso de que el dispositivo móvil se encontrase con la celda almacenada en la tarjeta SIM después de encendido, puede ir directamente a esta celda y dejar de buscar otras células en diferentes canales en bandas de la misma frecuencia, incluso si la célula que se tenía almacenada en la SIM, no es de la que se obtiene una señal más fuerte.

Después de un procedimiento de conexión exitoso, el mecanismo de reelección de celda o un handover (traspaso de celda) se asegurará de que el dispositivo móvil utiliza la celda con la señal más alta recibida.

2.4 Conclusiones

Como se puede apreciar, con la evolución de las tecnologías, los métodos de sincronización han avanzado adaptándose a las necesidades de cada standard. A grandes rasgos se puede ver que el mecanismo es similar aunque con ciertas diferencias. En todos los casos los mecanismos utilizan en primer caso una señal como sincronización gruesa, fácil de detectar y una segunda como sintonización fina que se detecta gracias a la detección de la primera. En la sintonización gruesa básicamente captan la frecuencia y el comienzo de las subtramas y es en la sincronización fina donde se obtiene información para completar sincronización.

En GSM, la sincronización gruesa vendría a través de la Frequency Correction Burst y la fina a través del canal de sincronización SCH al que se puede acceder después.

Los casos de UMTS y LTE son aún más parecidos, ya que ambos utilizan una señal primaria P-SCH y PSS respectivamente, y una secundaria S-SCH y SSS respectivamente. Su función es, a grandes rasgos y desde un nivel físico el mismo. La diferencia entre ambas, a nivel físico es que su naturaleza se adapta a la tecnología de transmisión del estándar al que pertenecen. En caso de UMTS espectro ensanchado y, en caso de LTE OFDM.

MEMORIA DEL TRABAJO REALIZADO

3.1 INTRODUCCION

Como se ha comentado previamente, este trabajo se centra en el estudio de la sincronización del sistema de comunicaciones móviles LTE. Para ello es imprescindible profundizar en el estándar LTE y aprender las características de la sincronización en él.

La sincronización en cualquier sistema inalámbrico se realiza, en el sentido terminal a Estación Base, es decir, es la estación base la que, mediante señales predefinidas, permite a los terminales sincronizarse a ella. Es por eso, que el sistema de sincronización está ubicado en el canal físico de bajada, más concretamente en el canal lógico de broadcast. Debido a esto, se empezará estudiando brevemente la capa física.

3.1.1. Capa física

La capa física en LTE [17] se caracteriza por el principio básico de diseño de no reserva de recursos para ningún usuario: El uso de los recursos está basado única y exclusivamente en una asignación dinámica de recursos compartidos. Es algo análogo al uso de recursos en internet, es decir, basado en paquetes y sin reserva de recursos para ningún usuario. Debido a que el aire, es un medio compartido, la transmisión en este medio juega un papel crucial limitando la capacidad del sistema en general y siendo el aspecto clave a cuando se compara el comportamiento entre diferentes sistemas móviles. Por lo tanto, un sistema mínimamente competitivo necesita un protocolo eficiente en esta capa física para asegurar un buen funcionamiento pasando por la capa de aplicación hasta la experiencia final del usuario. Para ello, se adopta una arquitectura con los mínimos nodos involucrados posibles, para reducir latencias y mejorar por tanto el funcionamiento. Es por ello, que la naturaleza dinámica de la interfaz radio así como el control de asignación de recursos se localiza en la estación base, es decir, muy cerca de la interfaz radio. De ahora en adelante, se usarán los términos fijados por el 3GPP para las estaciones base eNodeB (evolved NodeB) y del mismo modo UE (User Equipment) para terminales móviles.

3.1.2 Canales de transporte y su localización en el canal físico

Basado en la naturaleza de diseño expuesta anteriormente, LTE contiene únicamente canales de transporte comunes. No existen canales de transporte dedicados como en WCDMA (DCH, Dedicated Channel). Los canales de transporte son la interfaz entre la capa MAC (Medium Access Layer, responsable de priorizar la asignación de recursos en base las necesidades establecidas) y la capa física. En cada canal de transporte, el procesamiento de la capa física relacionada se aplica a los correspondientes canales usados para llevar el canal de transporte en cuestión. La capa física es necesaria también para tener la habilidad de proporcionar asignación dinámica de recursos en términos tanto de variación de velocidad como de división de recursos entre usuarios.

A continuación, se detallan los canales de transporte y su localización en los canales físicos.

- El Broadcast Channel (BCH) es un canal de bajada de difusión para todos los usuarios que se utiliza para emitir la información necesaria para permitir a los UE acceder al sistema. Para esto utiliza parámetros como el ancho de banda de la celda, los puertos de transmisión de la antena, el número del frame del sistema y más información relacionada con el canal físico. Es en este canal el que alberga la información que permite sincronizarnos al eNodeB y es por eso que se profundizará más adelante en él.
- El Downlink Shared Channel (DL-SCH) lleva datos de usuario de conexiones de usuario punto a punto en el canal de bajada. Toda esta información se envía suponiendo que el UE está conectado y escuchando la asignación de recursos de radio, es decir, que su estado es *RRC_CONNECTED*. La información de control para múltiples dispositivos se lleva también en DL-SCH. En el caso que los datos en DL-SCH sean solo para un único UE, se adaptan dinámicamente y la capa física puede usar las retransmisiones.

- El Uplink Shared Channel (UL-SCH) lleva los datos de usuario así como los datos de control originados en los UE en la dirección uplink cuando un UE está conectado. Al igual que en el DL-SCH, se permiten las retransmisiones.
- El Paging Channel (PCH) se usa para llevar la información paging para el dispositivo en dirección de bajada para que pase del estado ocioso o *RRC_IDLE* al estado conectado o *RRC_CONNECTED* debido a que tiene una comunicación para él.
- El Random Access Channel (RACH) se usa en el canal de subida como respuesta a un mensaje de paging o simplemente para realizar una petición de recursos debido a que es necesario el envío de datos por parte del UE.
- El Multicast Channel (MCH) se utiliza para transferir un contenido de servicio a múltiples usuarios en el canal de bajada.

Como se ha señalado previamente, es en el canal broadcast (BCH) donde se encuentra la información para la sincronización, por lo que se ahondará en las características de dicho canal.

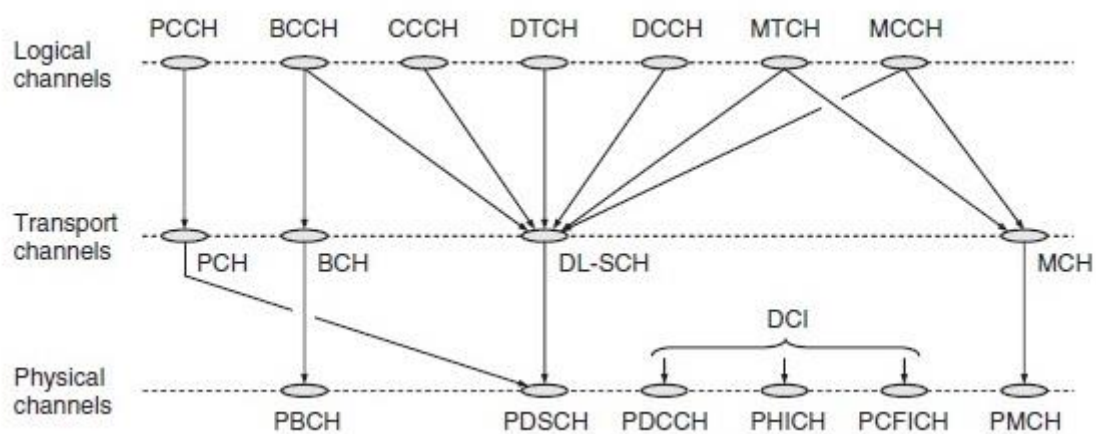


Figura 3.1 Esquema del canal de bajada de LTE. [18]

3.1.3 Physical Broadcast Channel (PBCH)

El Canal Físico de Broadcast o Physical Broadcast Channel (PBCH) lleva la información necesaria para acceder al sistema, como por ejemplo el ancho de banda total que utiliza la celda, como se indica en el punto anterior. Este canal no utiliza el ancho de banda total que está utilizando la celda para la transmisión de LTE, sino que utiliza siempre el ancho de banda central de 1.08Mhz como se muestra en la figura 3.2 para que la estructura de dicho canal sea independiente del ancho de banda de cada celda, ya que antes de poder sincronizarnos, es una información que se desconoce. Esto no ocurre con el resto de canales, debido a que este canal es el único que tiene que escuchar “a ciegas” en un principio a la hora de conectarnos a la celda.

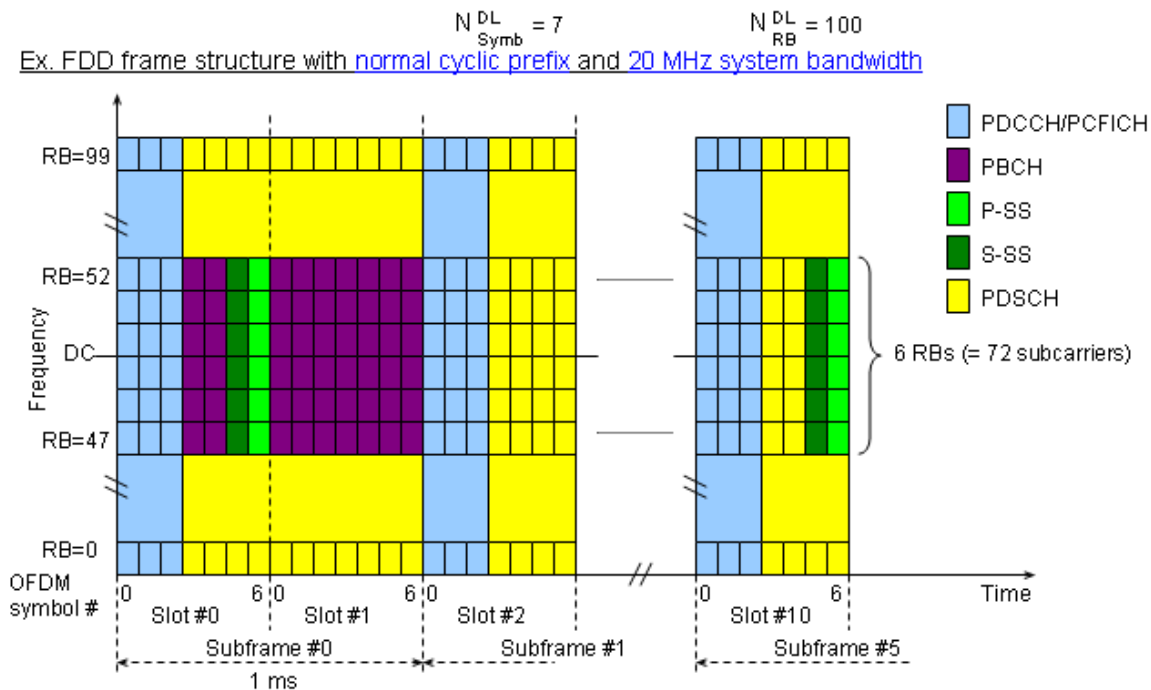


Figura 3.2 Estructura frecuencial ampliada. [19]

Este canal PBCH es tiene una codificación convolucional debido a que su tasa de transferencia de datos no es muy alta. La información va parcialmente en el PBCH, donde se alberga la información del Master Information Block (MIB) que, incluye una cantidad limitada de la información de los parámetros más esenciales para recibir información de la

celda, mientras que el actual System Information Blocks (SIBs) se alberga en el PDSCH y lleva el resto de información no tan esencial.

3.1.4 Señales de sincronización

Hay 504 valores para la identificación del tipo de celda física o Physical Cell Identity (PCIs) en LTE, que pueden ser comparados con los 512 códigos primarios o primary scrambling codes que se usan para la identificación de celda en WCDMA. La secuencia de sincronización primaria o Primary Synchronization

Signal (PSS) y la secuencia de sincronización secundaria o Secondary Synchronization

Signal (SSS) se transmiten en el canal PBCH, siempre en el ancho de banda central de 1.08MHz y se envían siempre en los símbolos finales del primer y undécimo slot de la trama de 10ms, como se muestra en la figura 3.2.

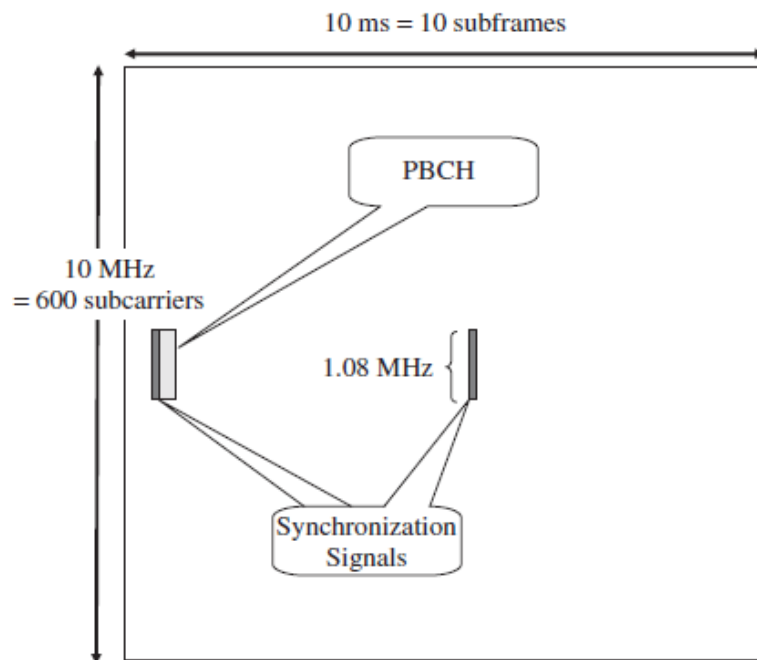


Figura 3.3 Localización del canal PBCH en la frecuencia central [20]

La PSS y SSS conjuntamente, indican el espacio de 504 únicas PCIs. Existen 168 diferentes SSS y 3 diferentes PSS que conjuntamente dan un total de 504 posibles PCIs. La

localización y estructura de estas secuencias permite que se tomen muestras de estos 1.08Mhz en la frecuencia central que, en una duración de un máximo de 5ms, contiene la información necesaria para la identificación de celda.

Como se puede observar en la figura 3.4 donde se detalla la organización de los símbolos en cada slot, dado a que la PSS se repite en los slots 0 y 10, no se puede saber el comienzo de la trama, pero sí se detecta el comienzo del símbolo por lo que la sincronización se realiza a nivel de símbolo.

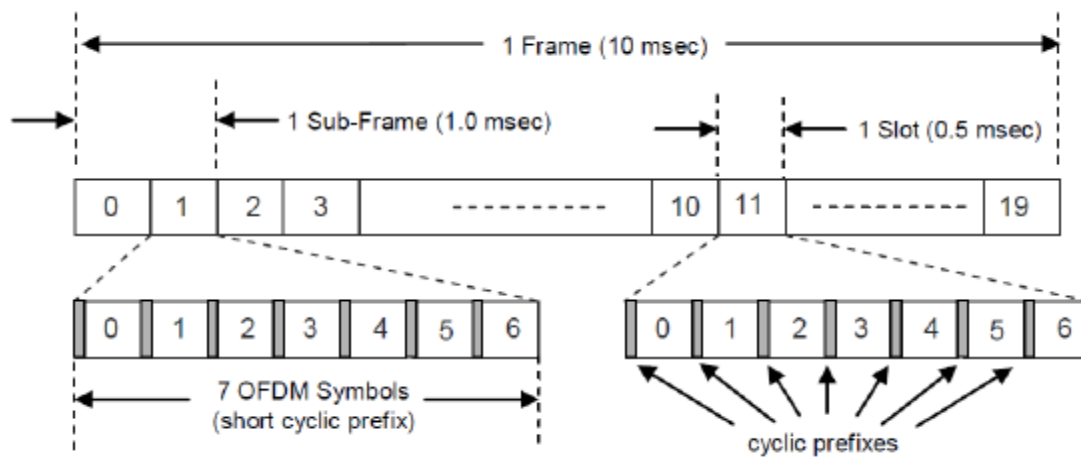


Figura 3.4 Organización de símbolos y prefijos cíclicos por slot [21]

Para completar la sincronización, se necesita saber en qué punto de la trama se está emitiendo en este momento, por lo que es necesario detectar una segunda señal cuya posición sea única en la trama. Como ya se ha indicado y se puede ver en la figura 3.5, la SSS se emite al igual que la PSS dos veces por trama por lo que es necesario que la señal sea diferente si se emite en un slot o en otro. Es por eso, que la secuencia SSS se crea de forma diferente para el slot 0 que para el 10, lo que permite identificar el slot y por tanto, el comienzo de la trama.

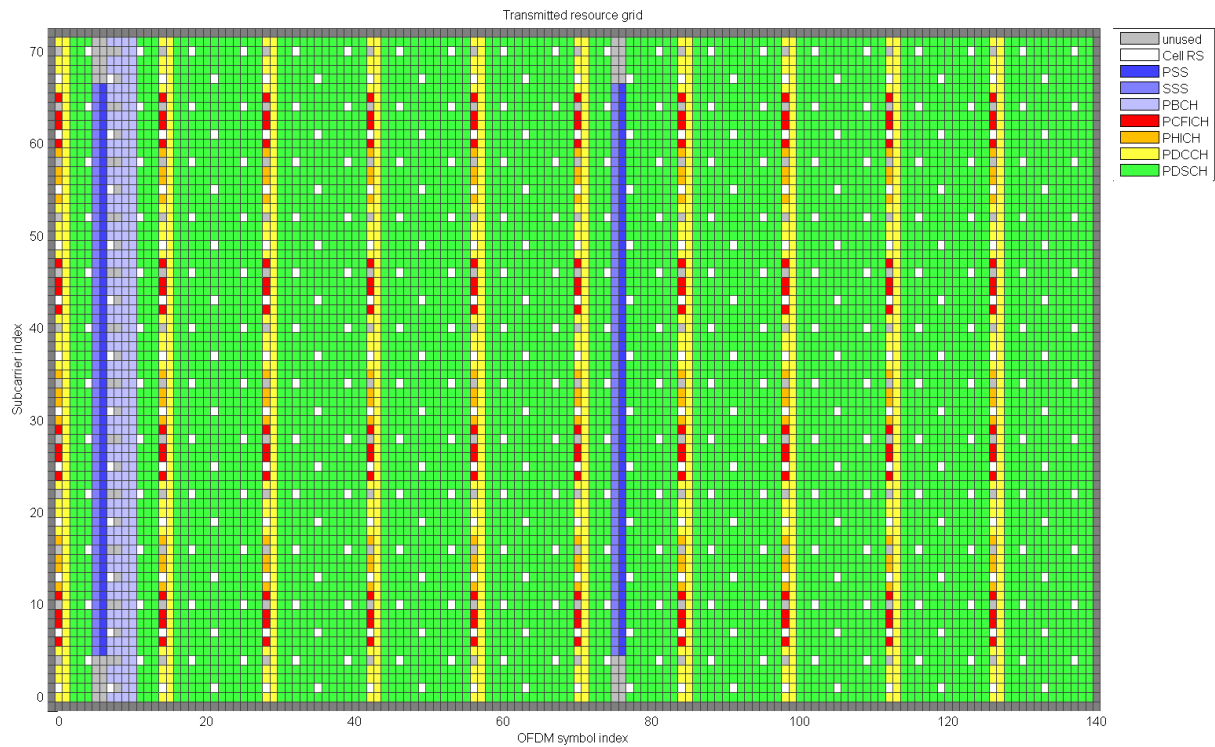


Figura 3.5. Grid LTE [22]

Ahora que se conoce el modo de sincronización en LTE, es hora de estudiar el estándar oficial establecido por 3GPP para conocer los detalles de estas secuencias para poder crearlas y llevar a cabo el estudio.

3.2 SECUENCIAS DE SINCRONIZACIÓN

Como se ha visto anteriormente, en LTE existen dos señales de sincronización en el canal físico de bajada para obtener la identidad de la celda o PCI y la sincronización en tiempo con la trama. Estas señales son la señal primaria de sincronización o PSS y la señal secundaria de sincronización o SSS. La división de la tarea de la sincronización en dos señales se ideó para reducir la complejidad de la búsqueda de celda; Mientras la PSS es sencilla y mucho más fácilmente reconocible antes de estar sincronizado y la SSS, una vez se está sincronizado a nivel de símbolo por la PSS, nos da mucha más información para acabar la sincronización.

3.2.1 Señal de sincronización primaria o PSS (primary synchronisation signal)

Para la señal de sincronización primaria, el 3GPP escogió un tipo de secuencias con unas características especiales, las secuencias Zadoff-Chu que se establecen en el dominio de la frecuencia. Estas secuencias tienen una serie de propiedades muy atractivas [23] para su implementación en un medio radioeléctrico como son:

- Autocorrelación cíclica cero. Es decir, es ortogonal consigo misma en cualquiera de sus transformaciones cíclicas excepto para un lag=0, es decir, cuando justo coinciden en tiempo. Esto es un punto muy a su favor para determinar con una mayor exactitud el momento exacto en el que sincronizarse y minimizar al máximo las opciones de sincronizarse con un lag o variación de tiempo diferente de cero así como las interferencias entre celdas.
- Amplitud constante. Son secuencias de números complejos de amplitud constante e igual a uno. Es decir, la potencia de la señal será constante, lo que permite reducir el coste y la complejidad del amplificador de potencia de radio, lo cual es una mejora con respecto a las secuencias de códigos Walsh-Hadamard utilizados en UMTS.

Para construir las secuencias Zadoff-Chu, según el propio estándar de 3GPP [24] hay que utilizar la siguiente expresión:

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi m(n+1)}{63}} & n = 0,1,\dots,30 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}} & n = 31,32,\dots,61 \end{cases}$$

Unas secuencias Zadoff-Chu se distinguen de otras por la raíz “u” que se escoge y que, como se puede ver, tienen una longitud N=62 Elementos. Según el estándar 3GPP, las raíces escogidas para las tres secuencias de la señal PSS son las raíces 25, 29 y 34. Con respecto a la elección de raíces, cabe destacar que se utilizó un criterio de optimización para minimizar la complejidad numérica en el receptor desde el punto de vista de la implementación. Es por eso que se escogió el par de raíces 29-34 que son complejas conjugadas.

Basándonos en la raíz de la PSS, se determinará uno de los parámetros necesarios para la identificación del PCI, el $N_{ID}^{(2)}$.

$N_{ID}^{(2)}$	Root index u
0	25
1	29
2	34

Una vez se tienen creadas las tres secuencias Zadoff-Chu en Matlab tal y como indica el estándar, se procede a comprobar que cumplen con las propiedades citadas anteriormente.

- Autocorrelación cíclica cero. Como se puede observar, la autocorrelación es idealmente cero excepto en el Lag=0. En la práctica se ve que no es exactamente igual a cero por errores numéricos de aproximaciones tomadas por Matlab, pero se puede apreciar que es prácticamente cero

para las tres secuencias. Y la correlación cíclica cruzada con las otras PSS es igual a $1/\sqrt{N_{zc}}$ o lo que es lo mismo, igual a 0.126 debido a que $N_{zc}=63$.

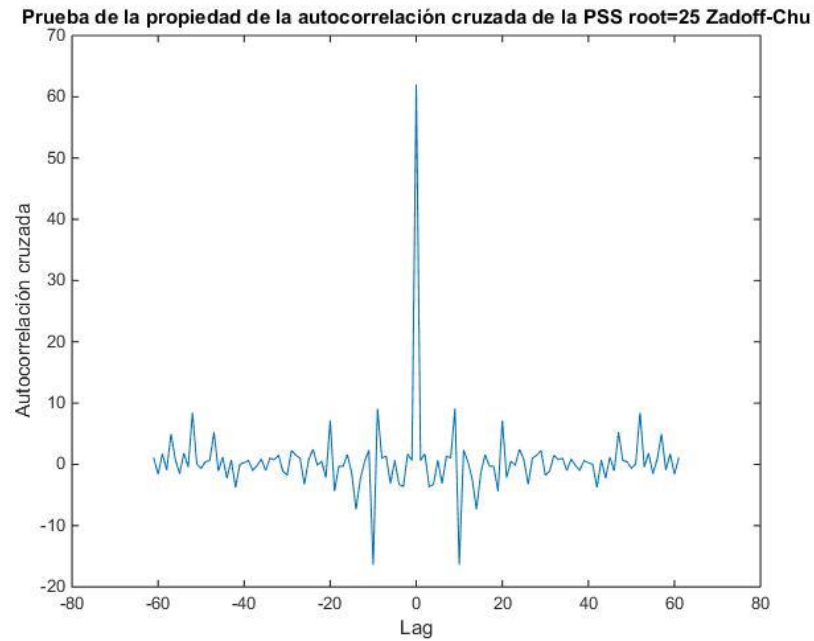


Figura 3.6 Autocorrelación para PSS root=25

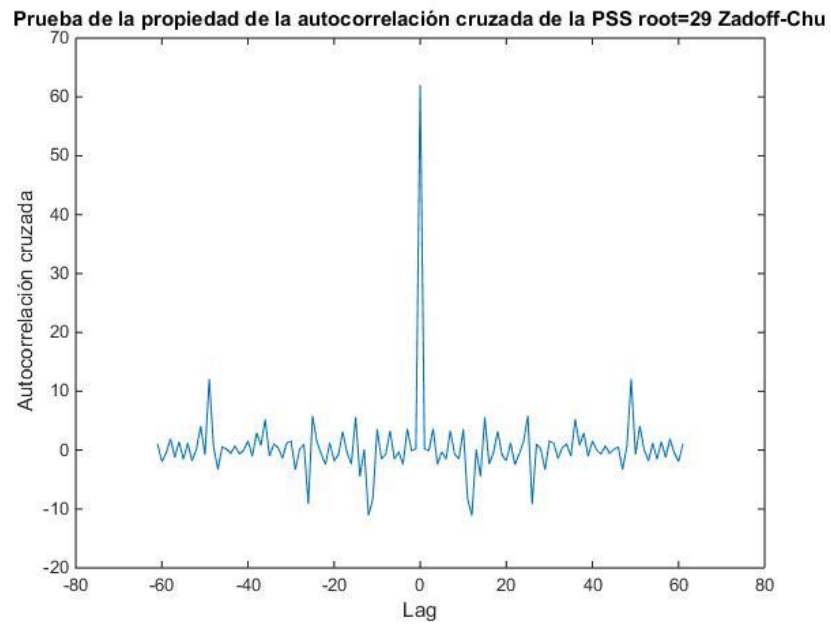


Figura 3.7 Autocorrelación para PSS root=29

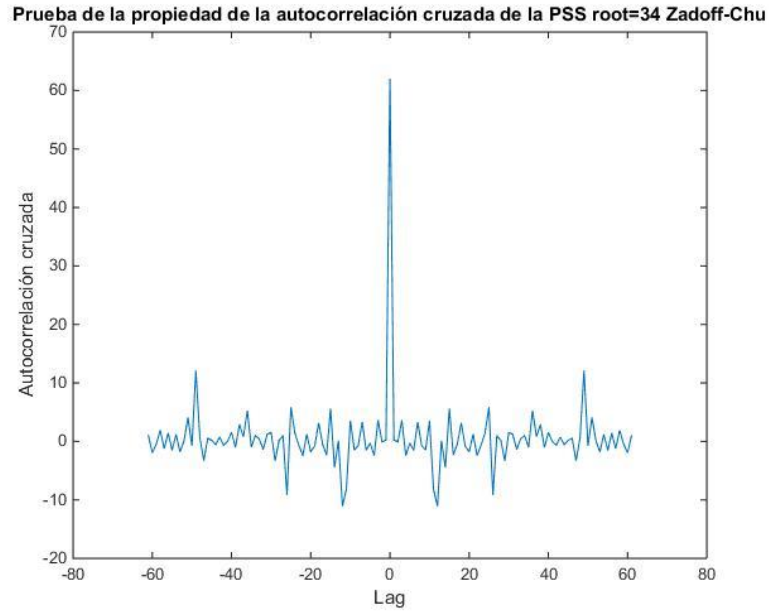


Figura 3.8 Autocorrelación para PSS root=34

- Amplitud constante. Como se puede apreciar en la figura, la amplitud de todas las secuencias es constante lo que, como se indica previamente, introduce una complejidad menor para el transmisor.

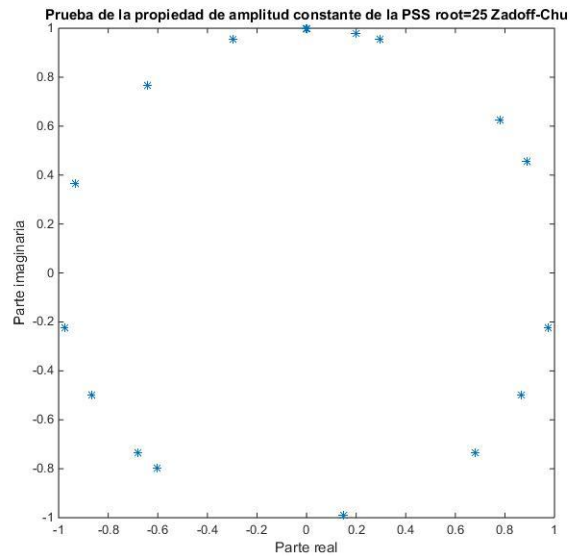


Figura 3.9 Amplitud PSS root=25

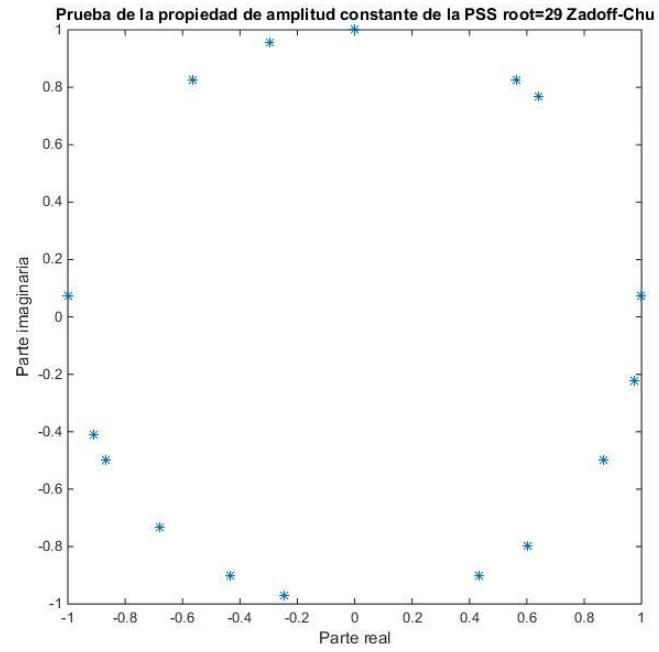


Figura 3.10 Amplitud PSS root=29

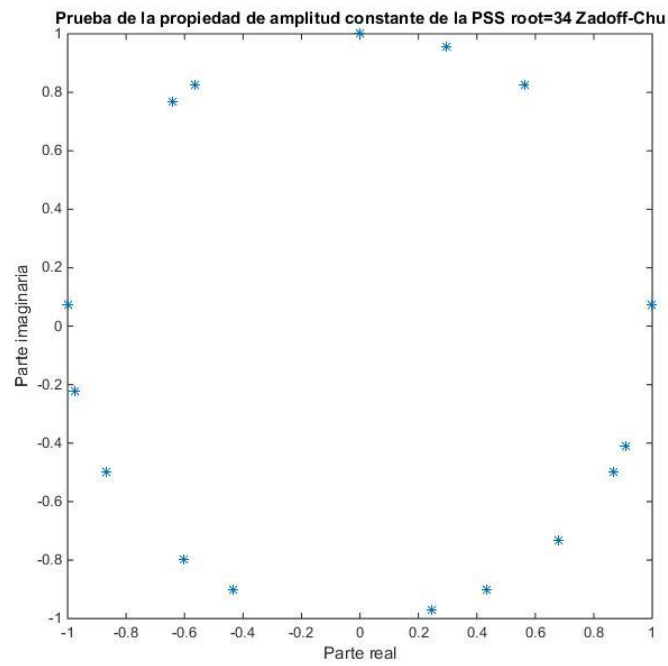


Figura 3.11 Amplitud PSS root=34

3.2.2 Señal de sincronización secundaria o SSS (Secondary Synchronisation Signal)

La secuencia que se usa para la SSS también tiene una longitud $N_0=62$ elementos, pero esta secuencia no es del mismo tipo que la anterior, porque para detectarla ya no se va a ciegas, sino que se conoce la PSS y esto nos da una ventaja grande ya que se está sincronizado a nivel de símbolo y se sabe dónde encontrar la SSS, por lo que está diseñada para albergar mucha más información.

Esta secuencia es una concatenación de dos secuencias binarias de longitud 31. La secuencia de concatenación es barajada con una secuencia scrambling dada por la PSS en el $N_{ID}^{(2)}$. La combinación de dos secuencias de longitud 31 definen la SSS que difiere entre el slot 0 y el slot 10 de la siguiente forma:

$$d(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{in subframe 0} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{in subframe 5} \end{cases}$$

$$d(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n) & \text{in subframe 0} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) & \text{in subframe 5} \end{cases}$$

Donde $0 \leq n \leq 30$. Los índices m_0 y m_1 vienen del grupo de la identidad de la celda de la capa física $N_{ID}^{(1)}$ tal que:

$$m_0 = m' \bmod 31$$

$$m_1 = (m_0 + \lfloor m'/31 \rfloor + 1) \bmod 31$$

$$m' = N_{ID}^{(1)} + q(q+1)/2, \quad q = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{(1)} + q'(q'+1)/2}{30} \right\rfloor, \quad q' = \lfloor N_{ID}^{(1)} / 30 \rfloor$$

Donde la salida de la expresión de arriba se lista en la tabla de a continuación.

$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1
0	0	1	34	4	6	68	9	12	102	15	19	136	22	27
1	1	2	35	5	7	69	10	13	103	16	20	137	23	28
2	2	3	36	6	8	70	11	14	104	17	21	138	24	29
3	3	4	37	7	9	71	12	15	105	18	22	139	25	30
4	4	5	38	8	10	72	13	16	106	19	23	140	0	6
5	5	6	39	9	11	73	14	17	107	20	24	141	1	7
6	6	7	40	10	12	74	15	18	108	21	25	142	2	8
7	7	8	41	11	13	75	16	19	109	22	26	143	3	9
8	8	9	42	12	14	76	17	20	110	23	27	144	4	10
9	9	10	43	13	15	77	18	21	111	24	28	145	5	11
10	10	11	44	14	16	78	19	22	112	25	29	146	6	12
11	11	12	45	15	17	79	20	23	113	26	30	147	7	13
12	12	13	46	16	18	80	21	24	114	0	5	148	8	14
13	13	14	47	17	19	81	22	25	115	1	6	149	9	15
14	14	15	48	18	20	82	23	26	116	2	7	150	10	16
15	15	16	49	19	21	83	24	27	117	3	8	151	11	17
16	16	17	50	20	22	84	25	28	118	4	9	152	12	18
17	17	18	51	21	23	85	26	29	119	5	10	153	13	19
18	18	19	52	22	24	86	27	30	120	6	11	154	14	20
19	19	20	53	23	25	87	0	4	121	7	12	155	15	21
20	20	21	54	24	26	88	1	5	122	8	13	156	16	22
21	21	22	55	25	27	89	2	6	123	9	14	157	17	23
22	22	23	56	26	28	90	3	7	124	10	15	158	18	24
23	23	24	57	27	29	91	4	8	125	11	16	159	19	25
24	24	25	58	28	30	92	5	9	126	12	17	160	20	26
25	25	26	59	0	3	93	6	10	127	13	18	161	21	27
26	26	27	60	1	4	94	7	11	128	14	19	162	22	28
27	27	28	61	2	5	95	8	12	129	15	20	163	23	29
28	28	29	62	3	6	96	9	13	130	16	21	164	24	30
29	29	30	63	4	7	97	10	14	131	17	22	165	0	7
30	0	2	64	5	8	98	11	15	132	18	23	166	1	8
31	1	3	65	6	9	99	12	16	133	19	24	167	2	9
32	2	4	66	7	10	100	13	17	134	20	25	-	-	-
33	3	5	67	8	11	101	14	18	135	21	26	-	-	-

Las dos secuencias $s_0^{(m_0)}(n)$ y $s_1^{(m_1)}(n)$ se definen como dos diferentes secuencias cíclicas de la secuencia $\tilde{s}(n)$ de acuerdo con:

$$s_0^{(m_0)}(n) = \tilde{s}((n + m_0) \bmod 31)$$

$$s_1^{(m_1)}(n) = \tilde{s}((n + m_1) \bmod 31)$$

Donde $\tilde{s}(i) = 1 - 2x(i)$, $0 \leq i \leq 30$ se define por

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25$$

Con las condiciones iniciales $x(0)=0$, $x(1)=0$, $x(2)=0$, $x(3)=0$, $x(4)=1$.

Las dos secuencias de scrambling $c_0(n)$ y $c_1(n)$ dependen de la PSS y se definen por dos secuencias cíclicas distintas de la secuencia m de acuerdo $\tilde{c}(n)$ con:

$$\begin{aligned} c_0(n) &= \tilde{c}((n + N_{ID}^{(2)}) \bmod 31) \\ c_1(n) &= \tilde{c}((n + N_{ID}^{(2)} + 3) \bmod 31) \end{aligned}$$

Donde $N_{ID}^{(2)} \in \{0,1,2\}$ forma la identidad de la capa física conjunto con el $N_{ID}^{(1)}$ y $\tilde{c}(i) = 1 - 2x(i)$, $0 \leq i \leq 30$, que es definido como:

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25$$

Con las condiciones iniciales $x(0)=0$, $x(1)=0$, $x(2)=0$, $x(3)=0$ y $x(4)=1$.

Las secuencias de scrambling $z_1^{(m_1)}(n)$ y $z_1^{(m_0)}(n)$ se definen por las secuencias m cíclicas $\tilde{z}(n)$ de acuerdo con:

$$\begin{aligned} z_1^{(m_0)}(n) &= \tilde{z}((n + (m_0 \bmod 8)) \bmod 31) \\ z_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{z}((n + (m_1 \bmod 8)) \bmod 31) \end{aligned}$$

Donde m_0 y m_1 se obtienen de la tabla y $\tilde{z}(i) = 1 - 2x(i)$, $0 \leq i \leq 30$, se define por:

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 4) + x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i} + 1) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25$$

Con las condiciones iniciales $x(0)=0$, $x(1)=0$, $x(2)=0$, $x(3)=0$ y $x(4)=1$.

De acuerdo con los parámetros definidos anteriormente, el PCI o NCELLID se calcula como

$$N_{CELLID} = 3N_{(1)ID} + N_{(2)ID}$$

Donde $N_{ID}^{(1)}$ pertenece al grupo de PCIs del 0 al 167 y $N_{ID}^{(2)}$ pertenece al del grupo del 0 al 2. Esto crea un espacio de 504 únicas PCIs.

Ahora que teniendo las todas las secuencias PSS y SSS creadas, se necesita saber exactamente dónde se localizan dentro del grid.

3.2.3 Localización o Mapping de las secuencias PSS y SSS.

Teniendo en cuenta la organización del grid de LTE, donde N_{sc}^{RB} es el número del Resource Block por subportadoras y N_{RB}^{DL} es el número de Resource Block en el canal descendente y usando 7 símbolos por slot como se muestra la figura 3.12

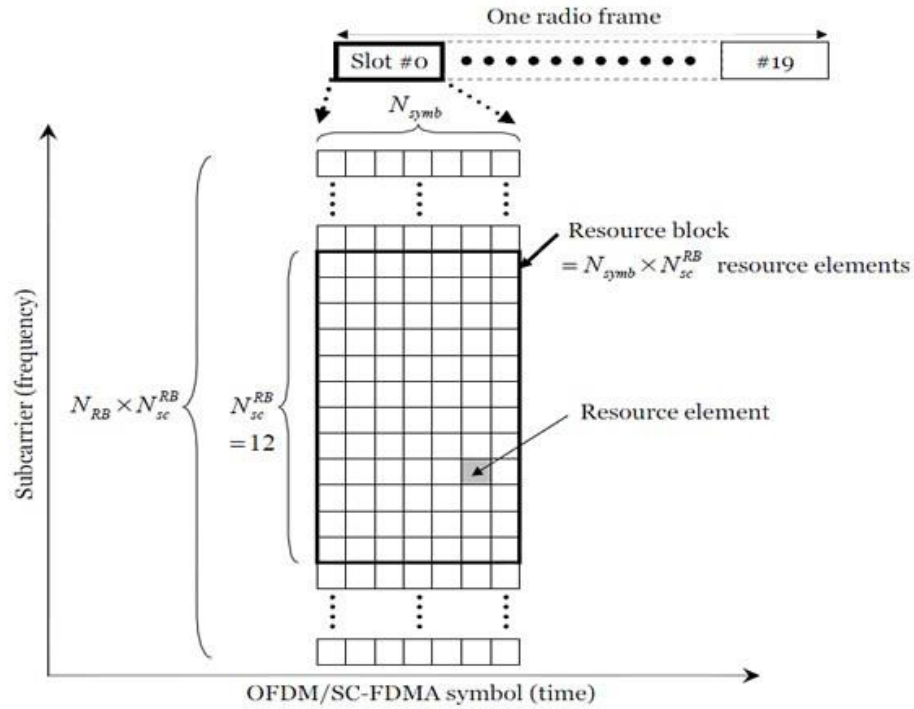


Figura 3.12. Organización frecuencial en grid [25]

Las secuencias PSS deben ser mapeadas en el grid de la siguiente manera:

$$k = n - 31 + \frac{N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB}}{2}$$

$$n = -5, -4, \dots, -1, 62, 63, \dots, 66$$

Para estructuras de frame de tipo 1, es decir, para estructuras en FDD (Frequency Division Duplex), como es el caso que se va a usar para este proyecto, las señales primarias de sincronización se mapean en el último símbolo OFDM de los slots 0 y 10. En el caso de que se hubiera escogido una estructura de frame TDD, es decir, de tipo 2, las señales primarias de sincronización se deberían mapear en el tercer símbolo OFDM de los subframes 1 y 6.

Los elementos de recursos (k, l) en los símbolos OFDM usados para la transmisión de la PSS son:

$$\begin{aligned}
 a_{k,l} &= d(n), & n &= 0, \dots, 61 \\
 k &= n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2} \\
 k &= n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2} \\
 n &= -5, -4, \dots, -1, 62, 63, \dots, 66
 \end{aligned}$$

Donde, los elementos en las posiciones n, situados a los lados de las frecuencias centrales, están reservados y no se usan para la transmisión de las PSS.

En el caso de las secuencias SSS, el mapping es bastante similar. Las secuencias SSS también irán en mapeadas en mitad del grid, es decir, en las frecuencias centrales, como indica el índice k y en el caso de usar una estructura tipo FDD como es nuestro caso, en el penúltimo símbolo de los slots 0 y 10.

$$\begin{aligned}
 a_{k,l} &= d(n), & n &= 0, \dots, 61 \\
 k &= n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2} \\
 l &= \begin{cases} N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 2 & \text{in slots 0 and 10} & \text{for frame structure type 1} \\ N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 1 & \text{in slots 1 and 11} & \text{for frame structure type 2} \end{cases} \\
 n &= -5, -4, \dots, -1, 62, 63, \dots, 66
 \end{aligned}$$

Donde los valores de n que no son usados para la PSS se reservan y no se usan para tal fin.

3.3. ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DE LOS MÉTODOS DE SINCRONIZACIÓN FRENTE AL RUIDO

Habiéndose conseguido un grid con las PSS y SSS mapeadas en su lugar exacto se puede estudiar su comportamiento frente a diferentes niveles de relación señal a ruido o SNR. Para ello se crea un grid de datos aleatorio ayudándonos del LTE Toolbox de Matlab.

En el grid tal y como aparece en la figura 3.12 los datos están organizados frecuencialmente, por lo que antes de examinarlos, se debe crear la estructura temporal añadiendo los prefijos cíclicos por lo que se necesita estudiar antes qué son los prefijos cíclicos y por qué se usan y qué estructura usar en nuestra simulación.

Un prefijo cíclico es, como su propio nombre indica, una parte del símbolo que se repite adrede al principio de cada símbolo. Esto se hace, porque debido a La ISI (Interferencia InterSimbólica o InterSymbolic Interference), debido al multitrayecto, la duración del símbolo puede alargarse y llegar a ocupar parte del tiempo de otro símbolo y al muestrear el símbolo deseado, no se muestreará completamente y sí parte del anterior como aparece en la figura 3.13.

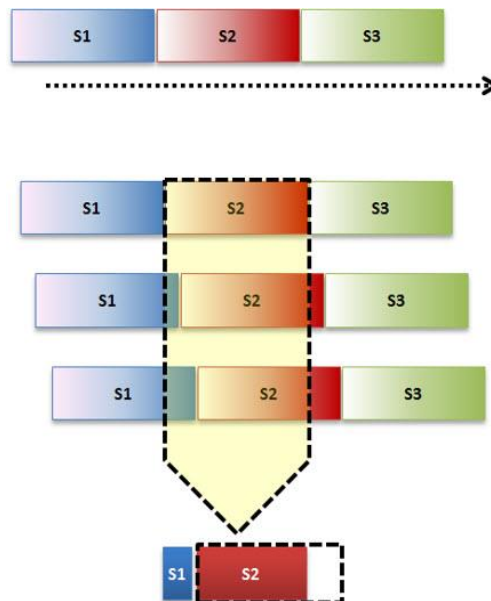


Figura 3.13. Desplazamiento de símbolos sin prefijo cíclico por multitrayecto [26]

Para evitar esto, la duración del símbolo se alarga añadiendo al principio de cada símbolo, una parte del final de cada símbolo, con lo cual se alarga el tiempo de símbolo y se añade cierta información redundante para tener más opciones de recuperar la información de nuestro símbolo de forma mejor, como se puede ver en la figura 3.14.

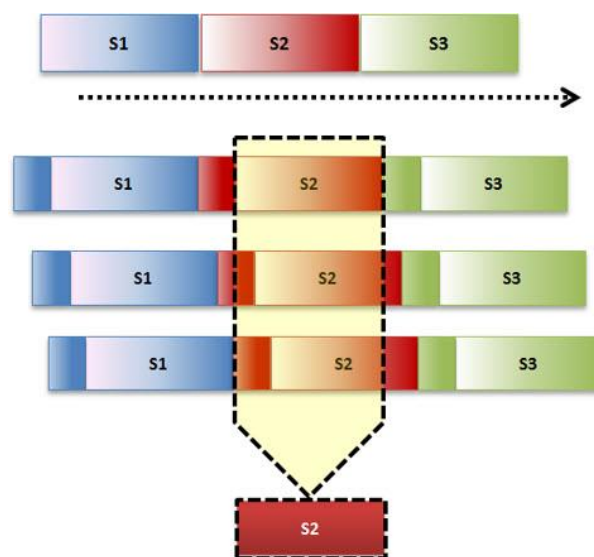


Figura 3.14. Desplazamiento de símbolos con prefijo cíclico por multitrayecto [27]

El tamaño de este prefijo cíclico vendrá dado por lo tanto, por la probabilidad de encontrarnos multitrayectos y el retraso que éstos supondrán en nuestros símbolos. De esta forma, para ciudades densas con grandes edificios, se utiliza un prefijo cíclico extendido por la cantidad de multitrayectos que eso supone y el retraso mayor en los símbolos.

La duración de ambos es la siguiente:

- Prefijo cíclico normal: Con una duración de 4.7 microsegundos, se utiliza en estructuras de 7 símbolos por slot y equivale a 144 muestras para los símbolos del 1 al 6 y una duración de 5.2 microsegundos que equivale a 160 muestras para el símbolo 0.
- Prefijo cíclico extendido: Con una duración de 16.167 microsegundos, se utiliza en

estructuras de 6 símbolos por slot.

En nuestro proyecto no se hará especial hincapié en este aspecto, por lo que se usará un prefijo cíclico normal.

Una vez creada la estructura temporal de la forma más cercana a la realidad posible, se estudiará cómo se comporta la sincronización mediante la detección por correlación ideal.

3.3.1. Detección por correlación ideal

Para llevar a cabo el estudio, se correla la trama temporal mediante una ventana deslizando con los las posibles PSS. En el momento en el que salga un positivo por PSS, conociendo su posición, se conoce dónde se encontrará la SSS por lo que se correlaría en el instante donde se supone debería estar. Los resultados que se obtienen para los diferentes niveles de ruido son los que aparecen en la Figura 3.15

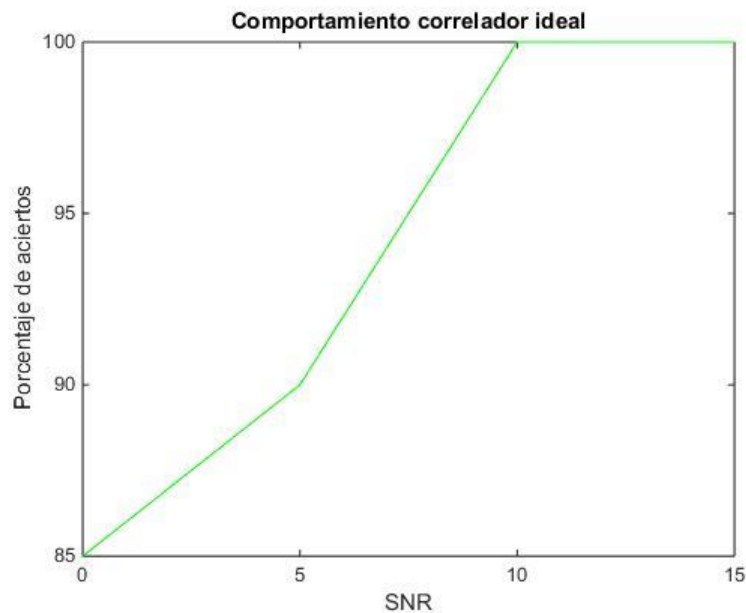


Figura 3.15. Porcentaje de aciertos del correlador ideal frente al ruido blanco gaussiano

Como se puede observar, los resultados obtenidos son muy buenos, ya que la detección por correlación ideal funciona muy bien a partir de una relación señal a ruido de 5dB. Por debajo de este nivel se encuentra un nivel de fallos muy aceptable, pero no se hará especial hincapié debido a que, el funcionamiento de LTE por debajo de 5dB es muy limitado si no nulo. Como dato anecdótico, únicamente se obtuvo una media de falsas alarmas distinta de cero para la SNR=0 y fue una media de 0.05 falsas alarmas por PSS por lo que no se considera representarlo gráficamente pero son valores a tener en cuenta.

La detección correlación ideal es más que suficiente para realizar su trabajo como se ha podido observar, el problema es que este sistema tiene una carga computacional muy alta

ya que requiere un total de N multiplicaciones complejas para cada instante. Con lo cual, se necesita encontrar un algoritmo con una efectividad similar pero más liviano.

3.3.2 Detección no coherente para la señal primaria de sincronización “almost-half complexity” [28]

Aunque, como se ha visto anteriormente, la propiedad de autocorrelación casi perfecta de las secuencias Zadoff-Chu garantiza una identificación robusta de la PSS, la correlación de la longitud completa tiene una alta complejidad concentrada. Esta alta complejidad en la detección de la PSS degrada la velocidad de búsqueda de celda y como resultado, hace que el algoritmo de correlación convencional no sea válido para trabajar en un ambiente de alta movilidad.

Como mejora frente a este sistema de detección, el algoritmo “Almost-Half Complexity” o AHC reduce considerablemente la complejidad de la búsqueda de celdas. Para ello se basa en otra de las propiedades de las secuencias Zadoff-Chu que es que la transformada inversa rápida de Fourier o IDFT para las secuencias Zadoff-Chu de longitud impar, es siempre simétrica.

$$s_M[i] = s_M[N - i], \quad i = 1, \dots, N/2 - 1.$$

Basado en esta propiedad de simetría central, se puede simplificar el método de correlación ideal de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \Omega_{k,\theta} &= \sum_{n=1}^{N/2-1} s_M[n] y_k^*[\theta + n] + \sum_{n=N/2+1}^{N-1} s_M[N - n] y_k^*[\theta + n] \\ &= \sum_{n=1}^{N/2-1} s_M[n] y_k^*[\theta + n] + \sum_{n=1}^{N/2-1} s_M[n] y_k^*[\theta + N - n] \\ &= \sum_{n=1}^{N/2-1} s_M[n] (y_k[\theta + n] + y_k[\theta + N - n])^*. \end{aligned} \quad (6)$$

Siendo $s_M[n]$ la señal PSS con la que se correla e y^k la ventana de señal que se está analizando en cada momento. Con éste método reducimos considerablemente la complejidad computacional de la correlación ideal. Se pasa de N multiplicaciones complejas conjugadas para cada instante a $(N/2+1)$ con una suma adicional de $(N/2-1)$ operaciones. Debido a que la complejidad de la suma de números complejos es mucho menor que la multiplicación, se ahorra casi la mitad de complejidad computacional explotando esta propiedad de simetría central de las secuencias Zadoff-Chu. De ahí el nombre del algoritmo.

3.3.3 Autocorrelación central o Central Self-Correlation (CSC) [29]

Aunque la PSS se transmite con poca frecuencia (una vez cada 5ms), la carga computacional de adquisición de una secuencia PSS utilizando el algoritmo de AHC sigue siendo aún muy alta debido a que le UE necesita usar dicho algoritmo para cada ventana desplazada en la estructura temporal del grid con las tres posibles secuencias PSS. Solo cuando ninguna de las tres PSS parece coincidir con la ventana de muestras a estudiar, es cuando se desplaza a la siguiente ventana para realizar la misma operación. Aun teniendo en cuenta que la gran mayoría de los símbolos que se reciben son datos, el UE necesita analizarlos para darse cuenta que no son PSS y esto supone un derroche enorme de carga computacional. El algoritmo AHC mejora considerablemente la eficiencia computacional comparado con el método convencional de correlación ideal. Sin embargo, consume sin sentido una gran cantidad de recursos analizando los símbolos de datos.

Debido a la propiedad de simetría central que las secuencias Zadoff-Chu mantienen, la velocidad de adquisición de las PSS puede mejorarse considerablemente explotando una vez más esta propiedad. Ya que el caso de que un símbolo de datos es altamente improbable que guarde una estructura de simetría central (por no decir que es casi imposible), se puede distinguir un símbolo PSS de un símbolo de datos simplemente analizando si es central simétrico o no. De esta manera, en un principio sólo se necesita saber si un símbolo es central simétrico o no, realizando una autocorrelación utilizando la

propiedad de simetría central. Es éste método el que da nombre al algoritmo Central Self-Correlation o CSC para mejorar la eficiencia computacional del algoritmo AHC.

Después de Analizar la eficiencia de este algoritmo una vez implementado en Matlab, se han obtenido resultados entorno al 99.7% de descarte de datos filtrando correctamente la señal PSS, lo cual hace un trabajo muy importante a la hora de ahorrarnos carga computacional.

Una vez se tiene implementado estos algoritmos mucho más eficientes computacionalmente que el convencional mediante la detección a través de un correlador ideal, se pasa a probar su comportamiento frente al ruido en las mismas bajo las mismas condiciones a las que se sometió al método convencional y cuyos datos se recogen en la Figura 3.16.

Como se puede observar en la figura 3.16, los resultados que se obtienen con los algoritmos CSC+AHC están por debajo que los del correlador ideal que, como su propio nombre indica, es lo ideal. Sin embargo teniendo en cuenta, como se comenta en el punto anterior, el gran salto en eficiencia computacional que éstos algoritmos suponen frente al ideal, se ve que los resultados no son mucho peores, acercándose o igualando al ideal a partir de 7.5dB.

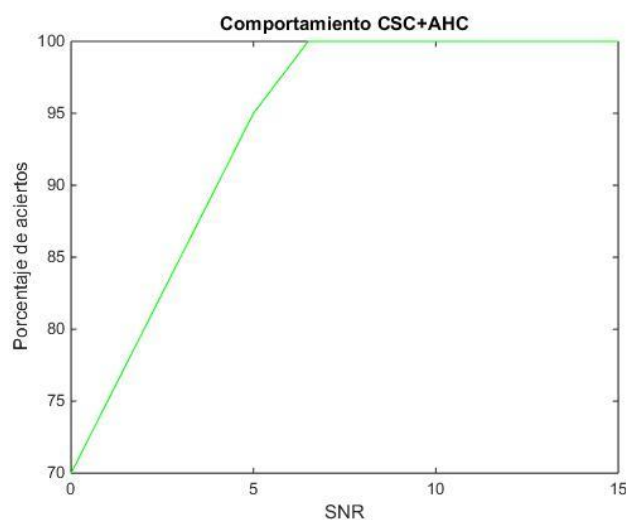


Figura 3.16. Porcentaje de aciertos de los algoritmos CSC+AHC frente a niveles de ruido blanco gaussiano

Evaluando las falsas alarmas en relación a la SNR, se puede observar en la figura 3.17 que éstas aumentan considerablemente en valores cercanos a 0dB de SNR convirtiendo la sincronización en algo prácticamente imposible. Pero una vez más esto se ajusta al rango de funcionamiento normal del estándar LTE.

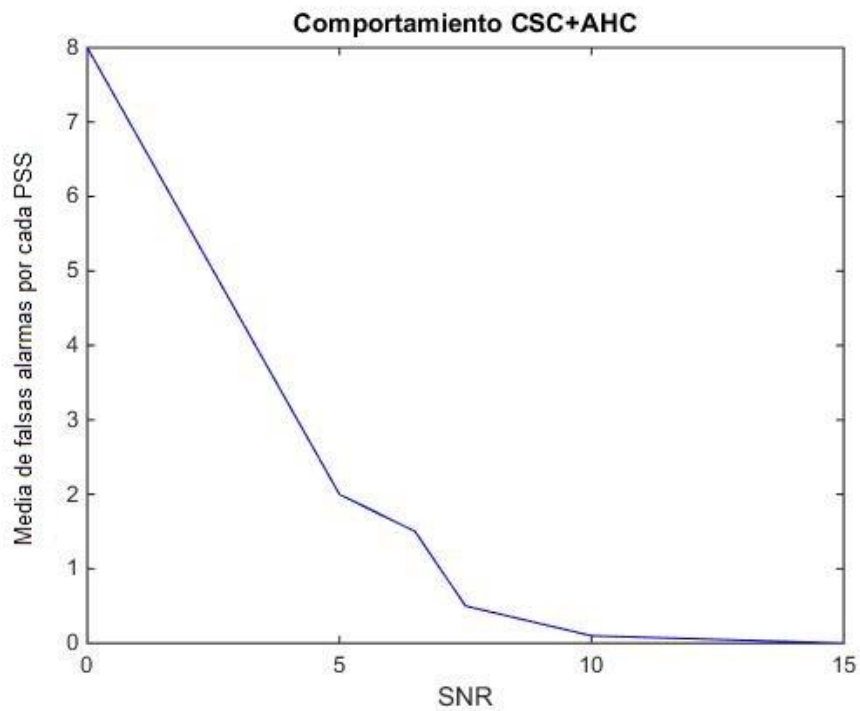


Figura 3.17. Media de falsas alarmas cada 5ms de los algoritmos CSC+AHC frente a niveles de ruido blanco gaussiano

En resumen, el funcionamiento de los algoritmos AHC+CSC implementados es equivalente al método de detección convencional mediante un correlador ideal de una manera mucho más eficiente. También se observa que para rangos de SNR donde el funcionamiento de LTE es pobre o inexistente, el detector convencional daba un resultado muy bueno y nuestros algoritmos más eficientes dan peores resultados, pero precisamente por la eficiencia de LTE en estos rangos, no son achacables. Sin embargo, el comportamiento en rangos a partir de 6dB o 7dB es prácticamente igual que el ideal.

3.4 COMPORTAMIENTO FRENTE A INTERFERENCIAS

En este punto se analizará la tolerancia de las señales de sincronización frente a posibles interferencias, que pueden venir de otra celda que emitiendo a una potencia por encima de lo que debiera o bien por algún agente exterior que tratara de boicotear las comunicaciones. Se creará esta interferencia como una señal externa a nuestro sistema, adaptando su potencia en relación a la señal que se usará como señal primaria de sincronización. Para el estudio, se elegirá una situación donde la sincronización funcione sin problemas. De esta manera se realizan las pruebas con una SNR de 15dB.

Primero se verá cuál es el porcentaje de aciertos del correlador ideal y de los algoritmos AHC+CSC frente a distintas potencias de una interferencia con un offset igual a cero frente a nuestra señal, es decir, que coinciden temporalmente.

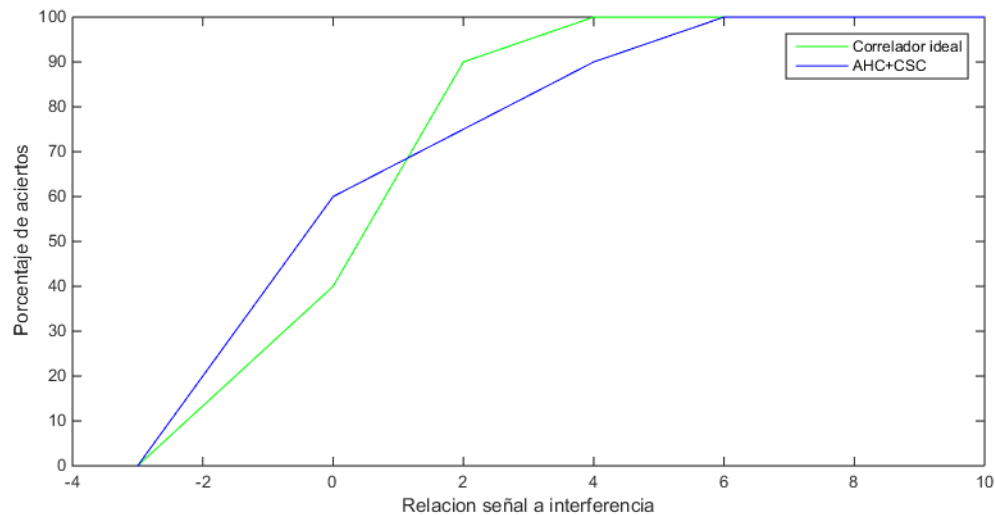


Figura 3.18. Porcentaje de aciertos de la detección por correlador ideal frente a AHC+CSC para diferentes SIR en dB

Se puede observar en la figura 3.18 que el comportamiento es muy similar a nivel de aciertos, incluso en algún momento los algoritmos AHC+CSC parece que superan en prestaciones al correlador ideal. Esto puede suceder porque la frontera de decisión no

este igual de bien adaptada para cada situación. No obstante, si se aprecia en la figura 3.19, se ve que el número de falsas alarmas es mucho mayor para AHC+CSC que para el correlador ideal lo que nos indica que el comportamiento del correlador ideal sigue siendo muy superior ya que podría trabajar a SIRs más bajas.

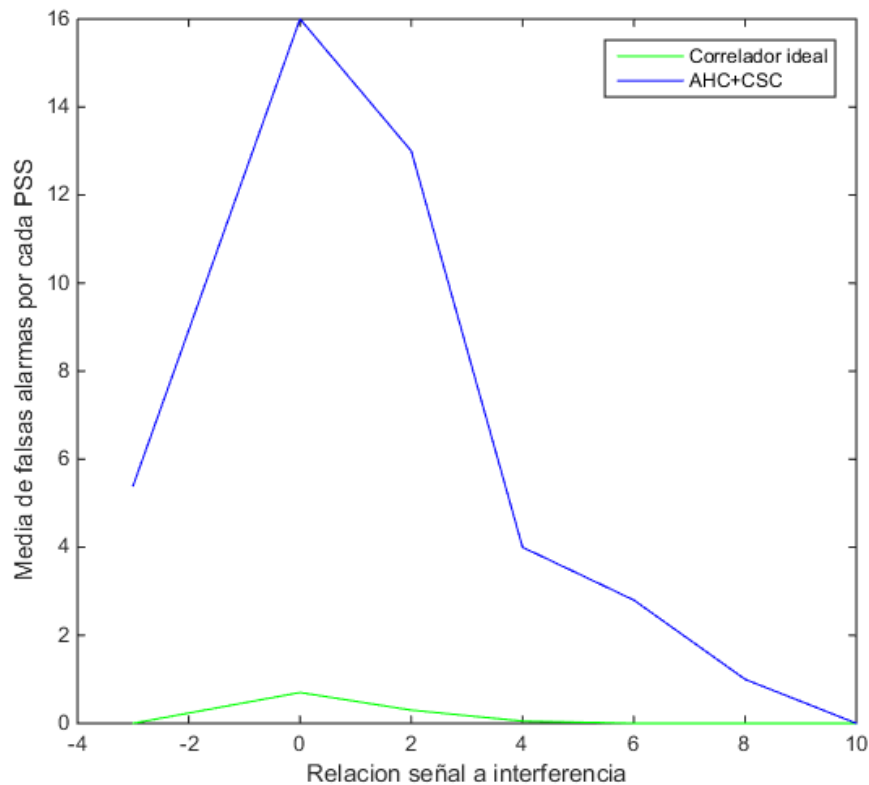


Figura 3.19. Media de falsas alarmas por cada PSS de la detección por correlador ideal frente a AHC+CSC para diferentes SIR en dB

Además, analizando cada método por separado, se puede comprobar que el método convencional es tremendamente efectivo frente a las interferencias. Esto puede deberse a que la correlación cruzada entre secuencias Zadoff-Chu es muy baja y el método convencional de correlación ideal es costoso computacionalmente pero eso lo hace muy robusto. Las medidas se han tomado para una SNR=15dB de relación señal a ruido, el sistema parece acercarse bastante a la idealidad pero con el consecuente gasto

computacional elevado.

Los algoritmos más ligeros que se han implementado para aligerar el procedimiento de sincronización están optimizados para funcionar correctamente en situaciones normales pero su comportamiento es peor que el ideal ya que hasta 8dB, el sistema se vería seriamente afectado por la interferencia pero que en la realidad entra dentro de la comprensibilidad de ese hecho. A menos de 8dB de SIR nuestro sistema no funcionaría debido al alto número de falsas alarmas que se encuentran.

Analizando estos resultados más a fondo, se puede concluir que los algoritmos AHC y CSC, al basarse en la propiedad de simétrica central de la IFFT de las secuencias Zadoff-Chu de número impar, se ven mucho más afectadas frente a perturbaciones variables ya que modifican la estructura simétrica de la señal y la hace más difícil de detectar mediante estos mecanismos. Por su parte, el correlador ideal no se basa en esta propiedad sino que realiza una correlación completa de la ventana a estudiar en ese momento lo que la hace un método mucho más robusto en estos casos.

Pero esta situación no tiene por qué ser la más común dentro de las interferencias ya que es menos probable que justo coincidan al mismo tiempo. Cuando esto sucede, el 100% de la señal coincide con el 100% de la interferencia. Se realizan las pruebas para valores de relación señal a interferencia de 6dB, 8dB y 10dB y diferentes porcentajes de solapamiento.

Como se puede observar en la figura 3.20, la media de falsas alarmas varía dependiendo del porcentaje en el que coinciden interferencia y señal en el tiempo. Para 6dB de SIR, se tenían una media de 1.6 falsas alarmas por cada PSS, lo que hacía que difícilmente pudiera sincronizarse. Sin embargo, observando la media de falsas alarmas según el porcentaje de solapamiento, se ve que existen solapes especialmente destructivos y otros inofensivos. Esto ocurre por la naturaleza propia de la PSS de raíz 25 que se ha escogido como señal y la de la raíz 29 que se ha escogido como interferencia. Por la forma propia de cada una y la forma en que solapan, hacen que esto ocurra.

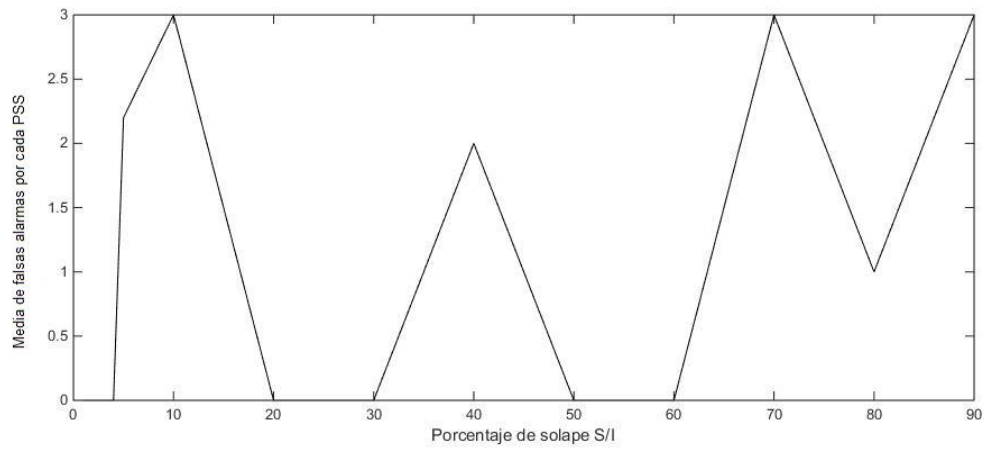


Figura 3.20. Media de falsas alarmas de PSS root=25 frente a interferencia PSS root=29 a diferentes porcentajes de solapamiento con SNR=6.

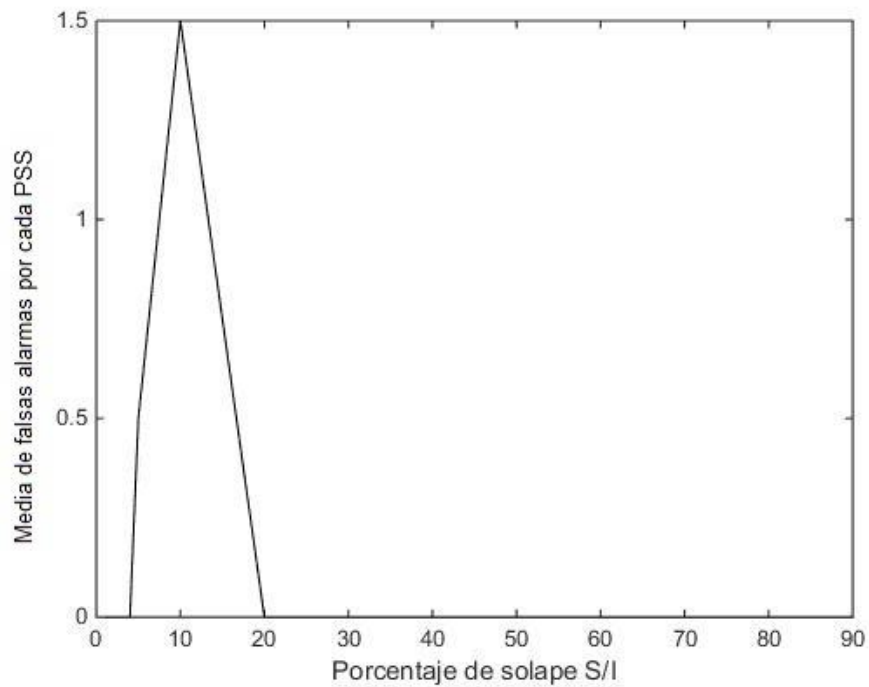


Figura 3.21. Media de falsas alarmas de PSS root=25 frente a interferencia PSS root=29 a diferentes porcentajes de solapamiento con SNR=8

De la misma manera observando la figura 3.21, se ve que para una SIR de 8dB no funciona siempre como ocurría con un 100% de solape, sino que cuando solapan el 10% la

interferencia es especialmente dañina y hace la sincronización inviable.

Esto no llega a ocurrir con una SIR de 10dB donde no se encuentran falsas alarmas ni con 4dB donde se siguen encontrando múltiples falsas alarmas aunque obviamente sigue existiendo un patrón similar.

Como se ha comentado, esto depende de las PSS enfrentadas. Si ahora se torna la situación y se hace la PSS de raíz 29 nuestra señal y la PSS de raíz 25 nuestra interferencia, el patrón de interferencias más dañinas o inofensivas cambia.

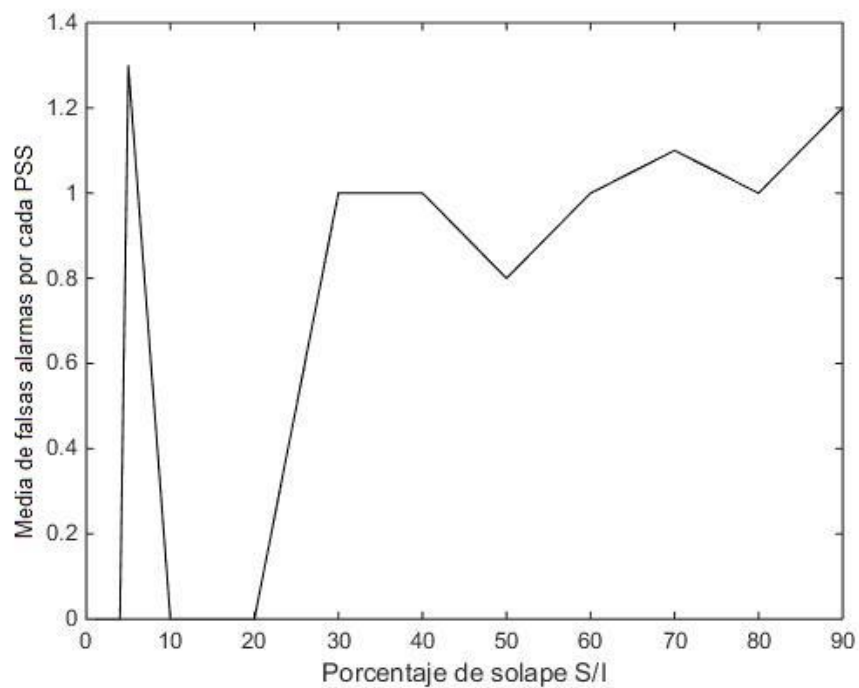


Figura 3.22. Media de falsas alarmas de PSS root=29 frente a interferencia PSS root=25 a diferentes porcentajes de solapamiento con SNR=6.

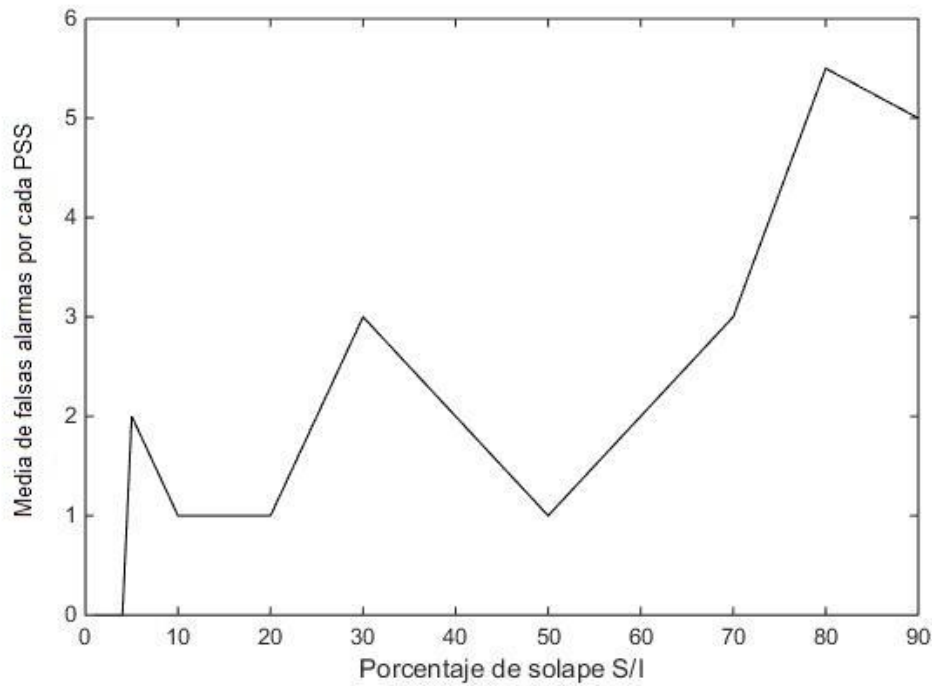


Figura 3.23. Media de falsas alarmas de PSS root=29 frente a interferencia PSS root=25 a diferentes porcentajes de solapamiento con SNR=8.

Se puede ver por lo tanto, que el funcionamiento del sistema depende en parte de como sea el solape y de la PSS que se use de señal y la que se use como interferencia, pero en general, el comportamiento del solape al 100% varía ± 2 dB o incluso podría llegar a ± 3 dB dependiendo del porcentaje de interferencia solapada.

Igualmente, se puede concluir que las ocasiones en las que puedan existir interferencias de una potencia considerable son poco frecuentes por lo que la elección de los algoritmos Almost-Half Complexity y Central Self-Autocorrelation siguen siendo opciones muy buenas.

4. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En primer lugar, se ha corroborado que el detector convencional por procedimientos de correlación ideal funciona sobradamente bien para rangos de funcionamiento habituales de LTE. Es un sistema de detección muy robusto y eficaz. Es idealmente el mejor, aunque tiene el inconveniente de ser demasiado pesado en cuanto a nivel computacional y esto lo hace poco eficiente. Existen algoritmos más livianos que alcanzan eficacias de detección por debajo del detector ideal pero similares en rangos de funcionamiento normal de LTE y con un gasto computacional bastante menor. Esto repercute en una mayor rapidez de sincronización y un gasto de batería menor sin perder prestaciones. En el caso que se ha llevado a cabo, los algoritmos AHC y CSC se aprovechan de la propiedad de simetría central de las secuencias PSS que han dado resultados bastante similares a los del correlador ideal a partir de 7dBs de SNR.

Sin embargo en cuanto a interferencias, el correlador ideal ha demostrado un nivel mayor de eficacia que los algoritmos CSC y AHC. El correlador ideal compara las secuencias PSS enteras mientras que los algoritmos computacionalmente más eficientes se aprovechan de la simetría central de las secuencias PSS en tiempo y las interferencias destruyen esta simetría y son más dañinas para los métodos de detección basados en la simetría. No obstante, para interferencias de hasta 8dB o 10dB por debajo de la señal, demuestran funcionar perfectamente.

Por todo esto, se demuestra que aunque el método de detección ideal es el mejor, no es el más eficiente. Existen diferentes algoritmos más eficientes que éste con resultados similares que están optimizados para un comportamiento similar en circunstancias cotidianas. Dependiendo de la naturaleza en la que se basen estos algoritmos, podrán sufrir más o menos frente a unas situaciones u otras pero que en la práctica, resultan una solución más inteligente al problema de la sincronización.

5. PRESUPUESTO

En este capítulo se presentan justificados los costes globales de la realización de este proyecto. Tales costes, imputables a gastos de personal y de material, se pueden deducir de los siguientes datos.

El tiempo aproximado empleado para las diferentes tareas han sido las siguientes:

Obtención de información	60 horas
Desarrollo y validación del software	120 horas
Simulación y análisis de los resultados	200 horas
Redacción de la memoria del proyecto	100 horas

Así pues, se puede calcular el tiempo empleado 480 horas, de las cuales, aproximadamente un 5% han sido compartidas con el tutor del proyecto directa o indirectamente. . Teniendo en cuenta que la tabla de honorarios del Colegio Oficial de Ingenieros Técnicos de Telecomunicación establece unas tarifas de aproximadamente 35€/hora para un ingeniero junior y 60€/hora un ingeniero senior:

	Tiempo	Coste
Personal cualificado ingeniero junior	480 horas	16.800€
Personal cualificado ingeniero senior	24 horas	1.440€
Total horas empleadas	504 horas	18.240€

Los costes de material desglosado en equipo informático, local de trabajo, documentación y gastos indirectos como desplazamientos o material de oficina:

Amortización de PC de alto rendimiento durante 8 meses aprox.	500€
Documentación y licencias anuales de programas informáticos	500€
Gastos indirectos (=20% aprox.)	200€
Total	1.200€

Teniendo en cuenta todo esto, el gasto asciende a 19.440€. Si a esto se le añade el IVA (21%), hace un total de 23.522,4€.

BIBLIOGRAFÍA:

- [1] "Estrategias de asignación de recursos para el DL en LTE" Víctor Cornejo García (PFG Jun2013)
- [2] https://shanmg.files.wordpress.com/2006/08/umts_architecture.gif?w=550 (Oct2015)
- [3][4][6] <http://www.xatakamovil.com/conectividad/lte-advanced-todo-lo-que-necesitas-saber-sobre-la-autentica-cuarta-generacion-de-la-internet-movil> (Oct2015)
- [5] http://www.phonearena.com/news/ITU-says-LTE-WiMax-and-HSPA--are-now-officially-4G_id15435 (Oct2015)
- [7][24] "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channel and modulation (3GPP TS 36.211 version 10.7.0 Release 10)" 3GPP LTE Standard
- [8] [9] [10] "2g mobile networks GSM and HSCSD" Nishit Narang and Sumit Kasera. *Tata McGraw Hill. (2007)*
- [11][13][14][15] "From GSM to LTE: An Introduction to Mobile Networks and Mobile Broadband" Martin Sauter. *Wiley (2010)*
- [12] "WCDMA for UMTS: HSPA Evolution and LTE" Harri Holma, Antti Toskala. *Wiley (Sep2007)*
- [16] [17] [20] "LTE for UMTS: Evolution to LTE-Advanced, 2nd Edition" Harri Holma, Antti Toskala *Wiley (2011)*
- [18] http://softwarehealthclub.files.wordpress.com/2012/03/dl_channel_mapping.jpg (Oct2015)
- [19][21] http://www.sharetechnote.com/html/FrameStructure_DL.html (Oct2015)
- [22] Documentación de Matlab (Oct2015)

[23] "Optimized primary synchronization sequences for dedicated multimedia broadcast/multicast service" Shahrokh Nayeb Nazar, Afshin Haghighat, Allan Y. Tsai, Guodong Zhang (2009)

[25] <http://tech.opensystemsmedia.com/advancedtca/2010/12/lte-data-plane-dsps-and-npus/> (Oct2015)

[26][27] <http://www.telecomhall.com/what-is-cp-cyclic-prefix-in-lte.aspx>

[28][29] "Low-Complexity Cell Search With Fast PSS Identification in LTE" Zhongshan Zhang, Jian Liu, Keping Long (2012)

